Zeitschrift: Bulletin de l'Association suisse des électriciens

Herausgeber: Association suisse des électriciens

Band: 47 (1956)

Heft: 10

Artikel: Erzeugung der Sende- und Überlagerungsfrequenz in Sende- und Empfangsgeräten

Autor: Läng, F.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-1058207

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. 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. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

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. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

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. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 22.08.2025

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

[20] *Commission Electrotechnique Internationale:* Essais fondamentaux climatiques et de robustesse mécanique des pièces détachées. Publ. n° 68, 1954. Genève: Bureau Central de la C.E.I. 1954.

[21] *Koller, Lewis R.:* Ultraviolet Radiation. New York: Wiley 1952; London: Chapman & Hall 1952.

[22] *Wallder, V. T.:* Polyethylen for Wire and Cable. Electr. Engng. t. 71(1952), n° 1, p. 59...64.

[23] Anonym: Why Brown Polyethylen. Amphenol Engineering News, t. 2(1949), n° 7, p. 80. (Firmenzeitschrift der American Phenolic Corporation, Chicago).

[24] *«Hütte»*, des Ingenieurs Taschenbuch. Berlin: Ernst 1936, 26e éd.

[25] *Gänger, Berthold:* Der elektrische Durchschlag von Gasen. Berlin/Göttingen/Heidelberg: Springer 1953.

[26] *Schack, A.:* Der industrielle Wärmeübergang. Düsseldorf: Stahleisen 1948.

Adresse des auteurs:
E. Ganz, Laboratoire de physique de la S. A. Brown, Boveri & Cie, Baden (Suisse);
K. Michel, Laboratoire de chimie de la S. A. Brown, Boveri & Cie, Baden (Suisse).

Erzeugung der Sende- und Überlagerungsfrequenz in Sende- und Empfangsgeräten

Vortrag, gehalten an der 19. Hochfrequenztagung des SEV vom 26. Oktober 1955 in Solothurn,

von *F. Läng*, Solothurn

621.396.93

Einleitend werden die Konsequenzen von Instabilitäten der Sende- und Empfangsfrequenz auf Geräuschabstand und Übertragungsqualität skizziert und daraus die Forderungen für die Frequenzstabilität formuliert. Unter Beschränkung auf Geräte für Frequenz- oder Phasenmodulation für das Frequenzgebiet von 30 bis 500 MHz werden die Verfahren der Ableitung der Sendefrequenzen von Kristalloszillatoren zusammengestellt. Dabei wird den Verfahren für Geräte mit Kanalumschaltung sowie den bei Vervielfachung und Mischung entstehenden Nebenwellen besondere Beachtung geschenkt. Abschliessend werden die Konsequenzen von Nebenwellen kurz erläutert.

Les conséquences de l'instabilité des fréquences d'émission et de réception dans le rapport signal / bruit de fond et dans la qualité de la transmission sont d'abord esquissées. De là sont déduites les exigences pour la stabilité de la fréquence. L'étude est limitée aux appareils modulés en fréquence ou en phase et travaillant dans le domaine de 30 à 500 MHz. Les procédés pour dériver la fréquence de l'émetteur d'oscillateurs à quartz sont expliqués sommairement et groupés. En outre, une attention particulièrement est portée aux procédés utilisés dans les appareils à communication de canaux ainsi qu'aux fréquences parasites produites lors de multiplication et de mélange de fréquences. Pour terminer, les effets des fréquences parasites sont brièvement expliqués.

Die rasch zunehmende Belegung der Frequenzbänder im Bereich von 30...500 MHz mit beweglichen Diensten aller Art stellt an die Trennschärfe der Empfänger und an die Stabilität von Sende- und Empfangsfrequenzen laufend steigende Anforderungen. Für die höheren Frequenzen des genannten Bandes verlangt die Stabilität schon für Geräte mit nur einer Arbeitsfrequenz grosse Aufmerksamkeit (Arbeitsfrequenz = Sende- oder Überlagerungsfrequenz).

Bei mobilen Sende-Empfangsanlagen für Kanalumschaltung in breiten Frequenzbändern zeigen sich zusätzliche Schwierigkeiten. Meist wird dafür auch die Forderung nach einfachster Bedienung gestellt, und die Geräte sind erschütterungsfest und betriebssicher für weite Temperatur- und Betriebsspannungsgrenzen zu bauen. Oft müssen solche Anlagen ohne sorgfältige äussere Frequenzplanung räumlich und frequenzmässig eng beisammen für unabhängige Verbindungen eingesetzt werden, wobei die Gefahr besteht, dass sie sich gegenseitig auch durch Nebensende- und Nebenempfangsfrequenzen stören. Bei festgelegter mittlerer Reichweite sollen vor allem für tragbare Geräte Gewicht, Volumen und Energieverbrauch minimal sein.

Das erzwungene Streben nach bestmöglichster Ausnützung der zur Verfügung stehenden Frequenzbänder widerspricht ebenfalls in mehrfacher Beziehung den äusseren praktischen Anforderungen. Unter den grundlegenden Gestaltungsfragen kommt deshalb — neben den Selektionsproblemen — der innern Frequenzplanung besondere Bedeutung zu. Darunter sei das Streben nach der optimalen Lösung für das Erzeugen der Sende- und Überlagerungsfrequenz verstanden.

Am Anfang der innern Frequenzplanung steht meist die Frage nach der Modulationsart des zu erzeugenden Trägers. Um mit kleinen Sendeleistungen grosse Distanzen überbrücken zu können, selbst bei hohem Störpegel am Empfangsort, muss für Sprachübertragung Frequenz- oder besser Phasenmodulation angewendet werden. Diese weist ein breiteres Spektrum auf als Amplitudenmodulation und fordert deshalb breitere Verstärkungskanäle. Die steigende Wellenknappheit bedingt dagegen ein stets engeres Zusammenrücken der HF-Kanäle, was viel steilern Filtern und stabilern Arbeitsfrequenzen ruft.

Fig. 1 zeigt oben die Selektionskurven dreier Empfänger vergleichbarer Art. Die breiteste Kurve *A* gehört zu einem neuern ausländischen Erzeugnis, welches offensichtlich nicht für beste Ausnützung des Frequenzbandes gebaut ist. Die mittlere Kurve *B* gehört zu einem neuen Sender-Empfänger eigener Entwicklung, welcher für Kanalabstände von 100 kHz entworfen wurde. Die schmalste Kurve *C* wurde ebenfalls in einem eigenen Gerät realisiert, welches in Radiotelephonnetzen mit nur 50 Hz Kanalabstand eingesetzt wird.

Die Kurvenschar unten in Fig. 1 zeigt die Konsequenzen der Unstabilität von Sende- oder Empfangsfrequenz. In der Mitte ist der Fuss der schmalsten Durchlasskurve eines Empfängers für 450 MHz nochmals dargestellt und darunter im gleichen Frequenzmaßstab Klirrfaktor, Geräuschabstand und Wortverständlichkeit der Übertragung. Der Klirrfaktor nimmt bei grösser werdender Verstimmung zu, während der Geräuschabstand, herrührend vom Empfängerrauschen *R* oder von Impulsstörungen *I*, stark abnimmt. Die Kurven gelten für einen reinen PhM-Empfänger [1]). Für die Messung von *R* wurde das Eingangssignal soweit reduziert, dass bei korrekter Abstimmung ein Rauschabstand von

[1]) PhM = Phasen-Modulation.

Fortsetzung des allgemeinen Teils auf Seite 467
Es folgen «Die Seiten des VSE»

Fortsetzung von Seite 458

Erzeugung der Sende- und Überlagerungsfrequenz in Sende- und Empfangsgeräten (Fortsetzung)

20 db gegenüber dem mit 15 kHz ausgesteuerten Messton von 1000 Hz entstand. Die psophometrische Messung ergibt unter diesen Umständen 26 db Rauschabstand. Die Kurve *I* 100 wurde mit Impulsstörungen mit der Wiederholfrequenz von 100 Hz aufgenommen. Hiezu wurden sowohl extrem kurze Impulse mit einer Breite von ca. $5 \cdot 10^{-10}$ s als auch Zündstörungen einer Autozündanlage verwendet und gute Übereinstimmung gefunden.

Als Folge des sinkenden Geräuschabstandes und des steigenden Klirrfaktors nimmt auch die prozentuale Wortverständlichkeit der Verbindung je nach Charakter der Störung für Verstimmungen zwischen 5...10 kHz ab. Die Wortverständlichkeitskurve *R* für reines Rauschen fällt bereits bei Verstimmungen von etwa 5 kHz ab, während ohne Geräusch (Kurve *0*) der Verlauf nur vom Klirrfaktor abhängt, welcher sich erst über 10 kHz stark auszuwirken beginnt. Die Kurven *I* 100 und *I* 300 für alleinige Impulsstörungen mit 100 bzw. 300 Hz Wiederholfrequenz verlaufen ungefähr zwischen den beiden erstgenannten.

Weil Sender und Empfänger in ungünstigen Fällen in entgegengesetzter Richtung ablaufen können, ergibt sich daraus pro Gerät ein maximal zulässiger Ablauf von etwa ± 5 kHz. Somit erhält man beispielsweise für Geräte im 450-MHz-Radiotelephonieband für die relative Stabilität

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{5\ \text{kHz}}{450\ \text{MHz}} = 11 \cdot 10^{-6}$$

Solch ausserordentlich hohe Stabilitäten können bei weitem nicht mehr mit noch so stabil aufgebauten und temperaturkompensierten *LC*-Oszillatoren erreicht werden. Die günstigsten Werte für solche dürften zwischen 0,1 und 3 ‰, also zwischen 10... 100mal schlechteren Werten liegen. Daraus ergibt sich die zwingende Notwendigkeit, Ultrakurzwellengeräte mit den sehr stabil arbeitenden Quarzkristallen zu steuern.

Nach dieser Problemstellung sollen nun die neuern Methoden der Frequenzerzeugung für vorwiegend mobile Geräte mit Frequenz- oder Phasenmodulation (FM oder PhM) an Beispielen erläutert werden.

Die neueren Verfahren für PhM-Sender mit einer oder wenigen sehr benachbarten Frequenzen gehen meist aus von je *einer* Kristall-Frequenz pro Kanal im Bereiche von einigen Megahertz. Im sog. Phasenmodulator wird deren Phase im Rhythmus mit den Sprachschwingungen gegenüber der Null-Phasenlage vor- und rückgeschoben.

Fig. 2 zeigt einen von der Autophon A.-G. entwickelten Modulator. Er unterscheidet sich von ähnlichen Schaltungen durch den 2fach grösseren Phasenhub. Einem Kristalloszillator sind zwei Kreise angekoppelt. Wegen der festen Abstimmung des oberen Kreises K_G behält dessen Spannung einen festen Phasenwinkel zum Vektor der Kristallfrequenz (Fig. 2b). Die Phase der Spannung $\vec{U}_m$ am untern Kreis K_m wird durch die Modulationsspannung U_n über die nicht gezeichnete Reaktanzröhre im Rhythmus mit den Sprachschwingungen vor- und rückverschoben, so dass die

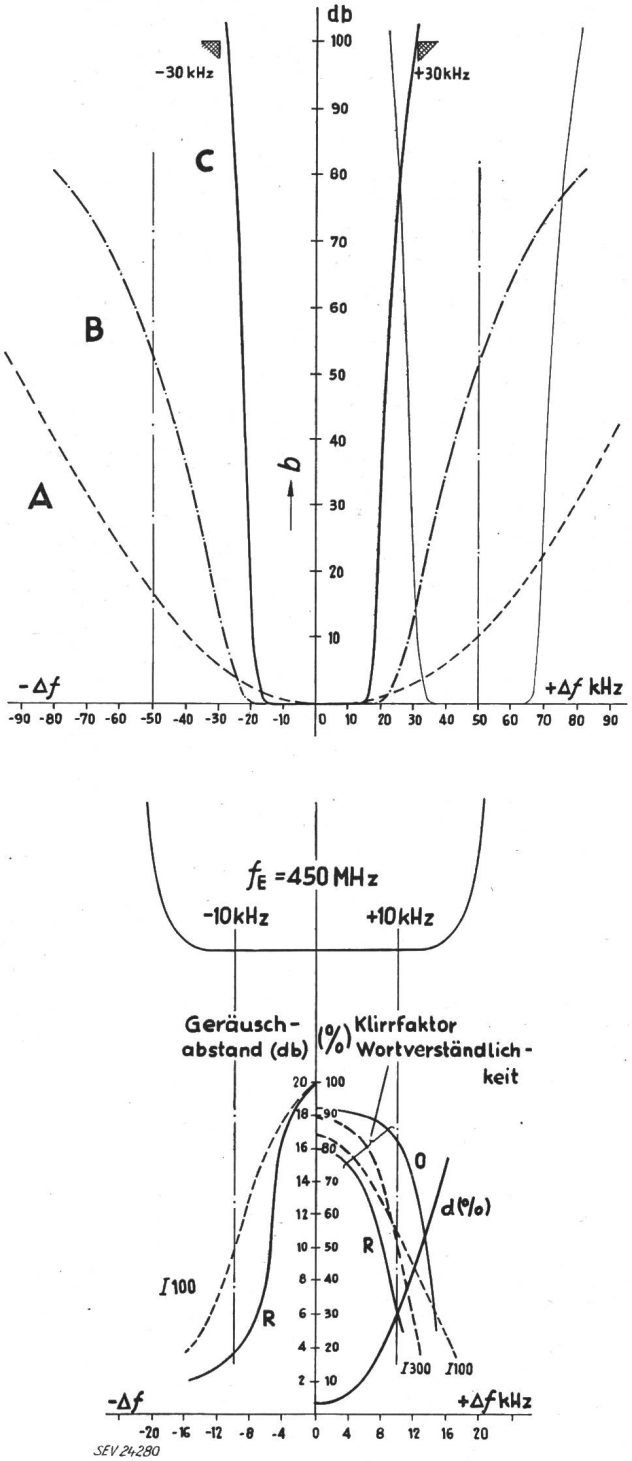


Fig. 1
Unterschiedliche Frequenzbandausnützung und Verstimmungsfolgen

oben: Selektionskurven *A*, *B* und *C* für zunehmend bessere Ausnützung des Frequenzbandes
b Verstärkungsabfall in db bei Verstimmung um Δf kHz

unten: Klirrfaktor *d*, Geräuschabstand und Wortverständlichkeit in Funktion der Verstimmung Δf. Die Kurven *R* gelten für reines Rauschen und die mit *I* 100 und *I* 300 angeschriebenen für reine Impulsstörungen mit den Wiederholungsfrequenzen von 100 bzw. 300 Hz. Die Wortverständlichkeitskurve *0* gilt ohne Rauschen und ohne Impulsstörungen
Weitere Bezeichnungen siehe im Text

Spitze des Vektors $\vec{U}_m$ in bekannter Art auf einem Kreisbogen verläuft. Die Spannung U_m am Modulationskreis ist sowohl in der Phase als auch in der Amplitude moduliert (Fig. 2c). Die gegenseitige Kopplung der 3 Kreise wird so gewählt, dass die Spannung $\vec{U}_g$ halb so gross ist wie der Wert U_{mo} der unmodulierten Spannung am untern Kreis. Durch Hintereinanderschalten der beiden Kreise addieren sich die phasenmodulierte Spannung $\vec{U}_m$ am untern Kreis und die phasenstarre $\vec{U}_g$ am obern Kreis zur Ausgangsspannung $\vec{U}_a$, deren Phasenverschiebung doppelt so gross ist als die mit

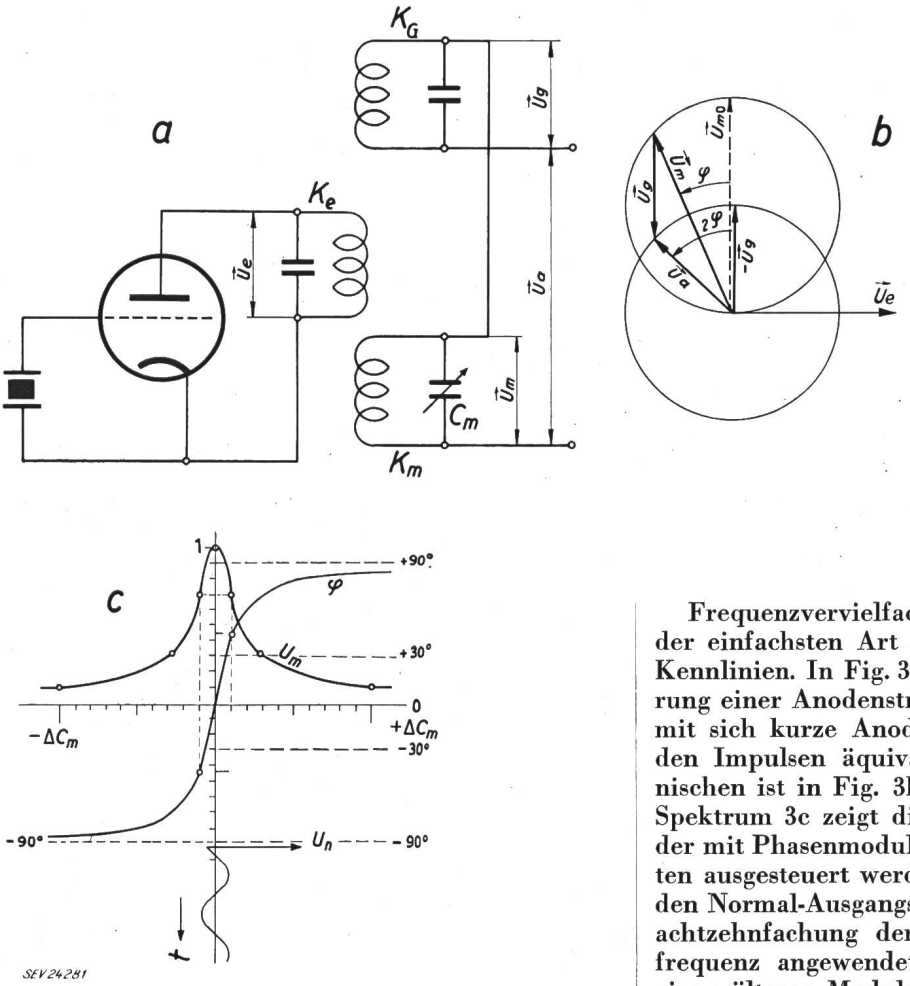


Fig. 2
Kristalloszillator mit Phasenmodulationsschaltung für ±1 rad

a Kristalloszillator mit angekoppeltem Modulationskreis K_m und Gegenkreis K_G
b Vektordiagramm zu *a*
c Amplitudengang U_m und Phasengang φ am Modulationskreis
U_n modulierende NF
ΔC_m Kapazitätsänderung am Modulationskreis
K_e Anodenkreis des Kristalloszillators
U_e Eingangsspannung des Modulators am Anodenkreis K_e
U_m Spannung am Modulationskreis K_m
U_g Spannung am Gegenkreis K_G
U_a Ausgangsspannung des Modulators

einem einzigen Kreis erreichbare. Ausserdem ist die unerwünschte Amplitudenmodulationen verschwunden. Die Begrenzung der Aussteuerung ist durch die Krümmung des s-förmigen Phasenganges des Modulationskreises K_m gegeben (Fig. 2c). Legt man, mit Rücksicht auf Verzerrungen, die maximale Aussteuerung auf z. B. ± 30° für den Modulationskreis fest, so beträgt sie am Modulationsausgang volle ± 60°, also etwa ± 1 rad (Radiant). Trotz dieses günstigen Wertes ist es doch im allgemeinen nicht möglich, ohne Frequenzvervielfachung auszukommen. Wenn man nämlich mit FM eine wesentlich grössere Unempfindlichkeit gegen Impulsstörungen erreichen will als mit AM, so ist ein Frequenzhub auf dem drahtlosen Wege erforderlich, der 2...5mal grösser ist als die höchste zu übertragende Tonfrequenz. Mit einer oberen Grenzfrequenz des Telephonie-Kanals von 3400 Hz kommt man damit auf den heute als Norm festgelegten Spitzenhub von ± 15 kHz. Da der Phasenhub das Verhältnis zwischen Frequenzhub und Modulationsfrequenz darstellt, erfordert die Übertragung einer mittleren Tonfrequenz von 1000 Hz einen Phasenhub von 15 rad. Weil unser Modulator bis zu einem Radianten verzerrungsfrei ausgesteuert werden kann, ergibt sich die Notwendigkeit der Frequenzvervielfachung um den Faktor 15...18, um welchen auch Phasen- und Frequenzhub vervielfacht werden.

Frequenzvervielfachung mit Röhren erfolgt in der einfachsten Art an krummen oder geknickten Kennlinien. In Fig. 3a ist die sehr starke Aussteuerung einer Anodenstrom-Kennlinie angedeutet, womit sich kurze Anodenstromimpulse ergeben. Das den Impulsen äquivalente Spektrum der Harmonischen ist in Fig. 3b maßstäblich dargestellt. Das Spektrum 3c zeigt die Verhältnisse für einen Sender mit Phasenmodulator, der bis zu einem Radianten ausgesteuert werden kann. Es wird deshalb für den Normal-Ausgangshub von ± 15 kHz meist Verachtzehnfachung der phasenmodulierten Kristallfrequenz angewendet. Das Spektrum 3d gilt für einen älteren Modulator, der nur halb soviel Phasenhub erzeugen kann, so dass Versechsunddreissigfachung erforderlich ist. Offensichtlich entsteht bei Versechsunddreissigfachung etwa die doppelte Anzahl Nebenwellen, von denen besonders die 35. und die 37. wegen ihres kleineren Abstandes zur Trägerfrequenz weniger gut ausgesiebt werden können als die 17. und die 19. Harmonische bei Verachtzehnfachung. Ausserdem braucht der Sender mit Verachtzehnfachung weniger Vervielfacherstufen.

Die Frequenzstabilität solcher Sender für Phasenmodulation hängt offensichtlich allein von den Schwingkristallen ab. Trotzdem ist es nicht so einfach, bei sehr hohen Frequenzen für die extrem schmalen Durchlasskanäle die notwendige Stabilität von besser als ± 5 kHz unter allen Umständen beizubehalten.

Um die Anforderungen an die thermische Stabilität und die Absolutgenauigkeit der Kristalle zu reduzieren, sind oft Thermostaten nötig, welche deren Temperatur auf etwa ± 1 °C konstant halten. Die Absolutfrequenz wird mit Vorteil im fertigen Gerät einreguliert. In Fig. 4 ist eine dazu geeignete Oszillatorschaltung skizziert. Der Rückkopplungskreis ist über den frequenzbestimmenden Kristall geschlossen. Nach dem Ersatzschaltbild in Fig. 4c weist ein Kristall eine Serieresonanz über L und C_s auf, für welche seine Impedanz sehr klein wird. Nur in der Nähe dieser Serieresonanz sind die Selbsterregungs-Bedingungen für den Oszillator erfüllt. Mit der variablen Kapazität C_v lässt sich für einen Kristall von z. B. 25 MHz die resultierende Serieresonanz um etwa $\pm 30 \cdot 10^{-6}$ verschieben.

In den Empfängen solcher Anlagen liegen die Verhältnisse insofern einfacher, als bezüglich Oszillatorfrequenz keine Rücksicht auf die Modulation genommen werden muss. Um an Vervielfacherstufen zu sparen, wird deshalb die Kristallfrequenz so hoch gewählt, als dies wirtschaftlich zweckmässig ist. Wie einleitend dargestellt, ist es vorteilhaft, den Empfänger stets möglichst genau auf den Sender abzustimmen. Dazu wird in einer Neuentwicklung

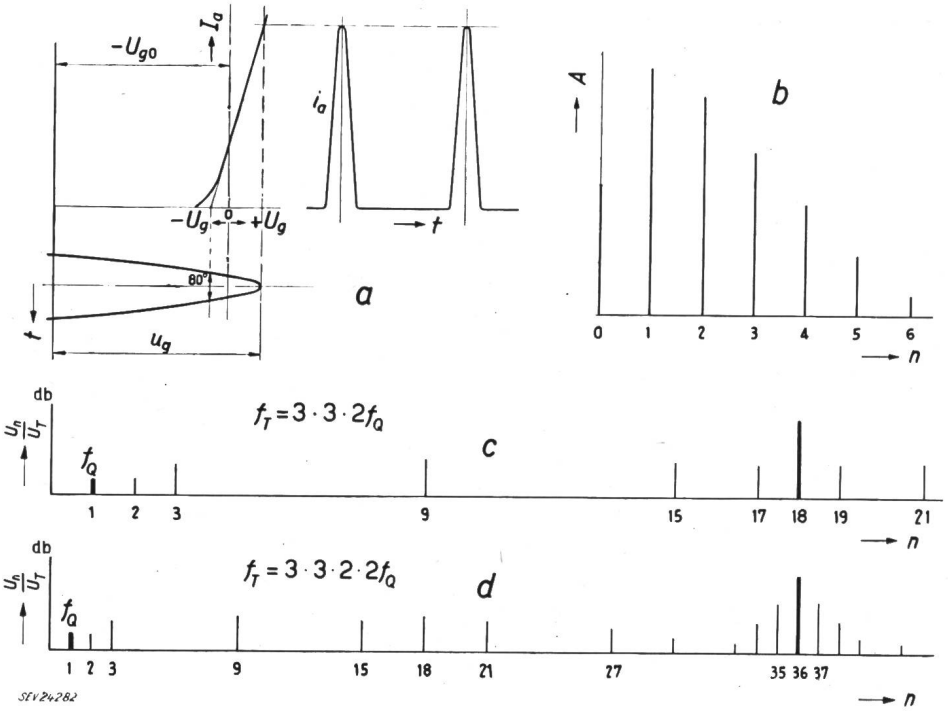


Fig. 3
Frequenzvervielfachung grundsätzlich und in der Anwendung

a, b Frequenzvervielfachung durch starke Aussteuerung der I_a-U_g-Kennlinie
i_a Momentanwert des Anodenstromes; A Amplitude der Harmonischen der Ordnungszahl n

c, d Spektren am Antennenausgang. Nebenwellen mit der Amplitude U_n und der Ordnungszahl n im Verhältnis zur Trägeramplitude U_T
f_Q Grundkristallfrequenz
Vervielfachungsziffern $n = 18$ bzw. $n = 36$; t = Zeit
$f_T = nf_Q$ Trägerfrequenz am Antennenausgang

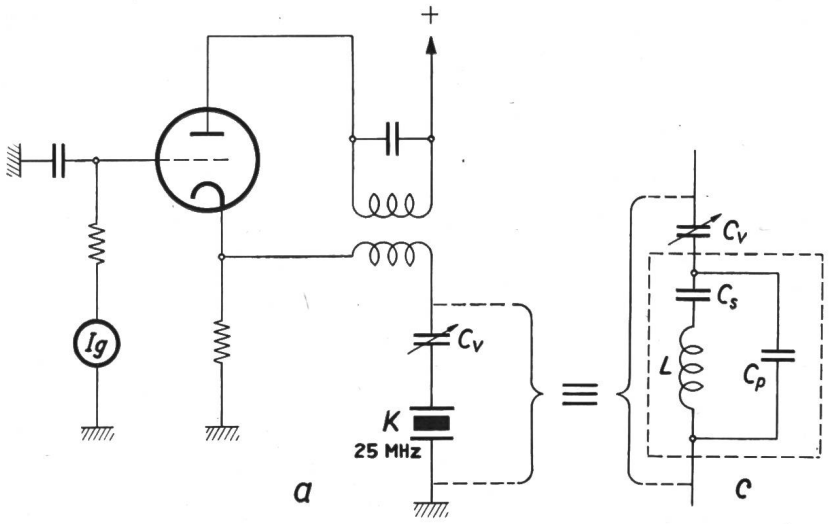
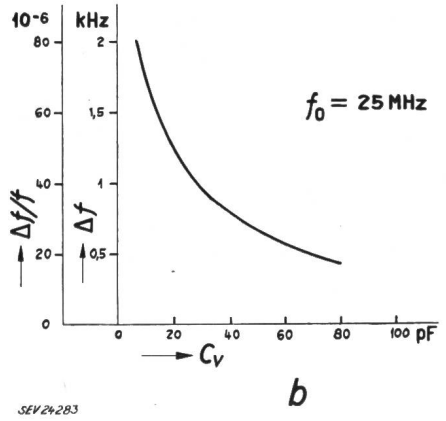


Fig. 4
Nachstimmbarer Kristalloszillator

a Kristalloszillator für Nachregelung mit variabler Kapazität C_v
b absolute und relative Nachregelung als Funktion der Regelkapazität C_v
c Ersatzschema des Kristalls mit Serie-Regelkapazität
I_g Gitterstrom
K Schwingkristall
L innere Induktivität im Ersatzschaltbild
C_s Seriekapazität im Ersatzschaltbild
C_p Parallelkapazität im Ersatzschaltbild
f_0 Oszillatorfrequenz, Sollwert
f Oszillatorfrequenz, Effektivwert
Δf Frequenzkorrektur



der Autophon A.-G. eine automatische Nachstimmung des Empfangskristalls auf die Sendefrequenz angewendet, womit oft auch der Thermostat gespart werden kann.

Ein solches System ist in Fig. 5 dargestellt. Der Apparat arbeitet wie folgt:

Wenn als Folge des Ablaufes des Empfangsoszillators oder der eintretenden Empfangsfrequenz die Zwischenfrequenz aus der Diskriminatormitte abweicht, so liefert dieser eine entsprechend polarisierte Gleichspannung U_k auf die Reaktanzröhre, welche den Empfängeroszillator auf einen Bruchteil des Ablaufes zurückführt. Durch die vom Diskriminator gesteuerte Reaktanzröhre wird der Anodenkreis des Kristalloszillators nachgestimmt. Für einen Kristall von z. B. 73 MHz wird nach diesem Schema eine Nachstimmung von $\pm 40 \cdot 10^{-6}$ erreicht. In Fig. 5b sind die Diskriminatorkurve D und die Nachstimmkurve R der Reaktanzröhre maßstäblich dargestellt. Der anfängliche Ablauf Δf_A wird durch die vom Diskriminator gelieferte Korrektur-Spannung U_k um die durch die Reaktanzröhre verursachte Korrektur K auf den Restfehler Δf_E zurückgeführt, welcher im vorliegenden Fall weniger als ein Drittel des anfänglichen Ablaufes beträgt. Da in dem fraglichen Gerät Versechsfachung der Oszillatorfrequenz angewendet wird, multipliziert sich das Regelverhältnis um diesen Faktor, so dass Frequenzfehler etwa auf den 20. Teil zurückkorrigiert werden können.

Die beschriebene Steuerung der Kristallfrequenz mittels einer Reaktanzröhre führt unmittelbar zur Idee, direkte Frequenzmodulation des Kristalls für FM- oder PhM-Sender zu versuchen. Es ergeben sich recht einfache Anordnungen, besonders wenn für die modulierbare Reaktanz eine Germaniumdiode verwendet wird. Die Schaltung nach Fig. 6 enthält in Serie mit dem Kristall eine durch die NF steuerbare Kapazitanz. Die Modulationskennlinie dieses Kristalloszillators für 12,5 MHz verläuft recht schön linear und der erreichbare Hub beträgt

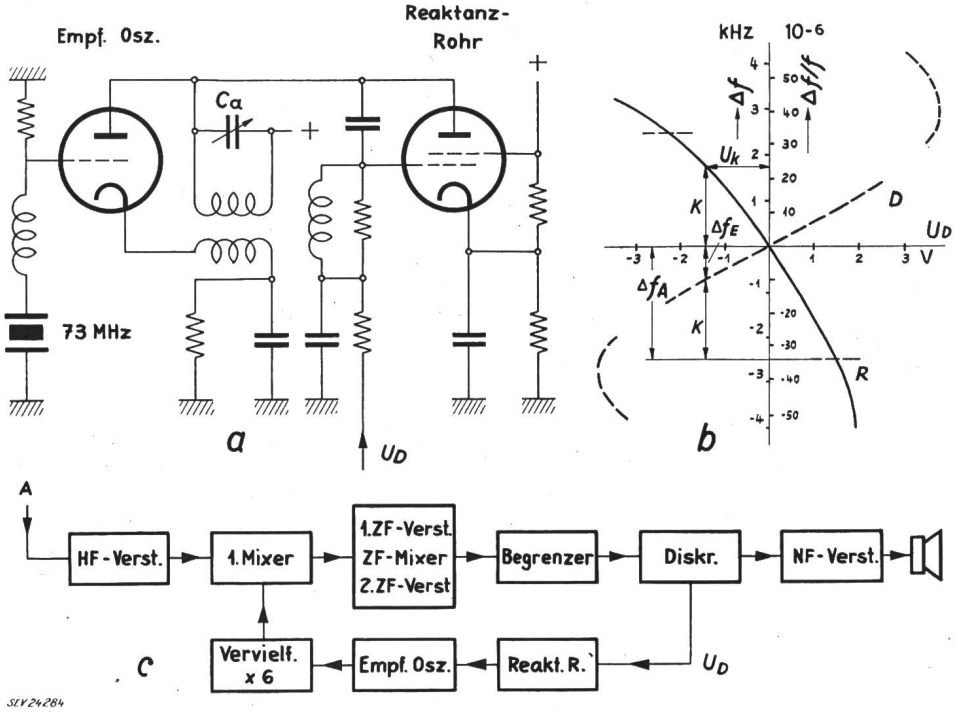


Fig. 5
Automatische Nachstimmung eines Kristalloszillators

a Kristalloszillator mit elektronischer Nachstimmung auf den Anodenkreis wirkend
C_a Anodenkreiskapazität
U_D steuernde Diskriminatorspannung

b Diskriminatorkurve D des Empfängers nach *c* und Nachregelkurve R der Schaltung nach *a*
Δf_A anfänglicher Ablauf; K Korrektur des Reaktanzrohrs mit der Regelspannung U_k; Δf_E Restfehler der Regelung; f Effektivwert der Oszillatorfrequenz; Δf Frequenzabweichung

c Blockschema eines Empfängers mit automatischer Nachkorrektur der Kristallfrequenz
A Antenneneingang

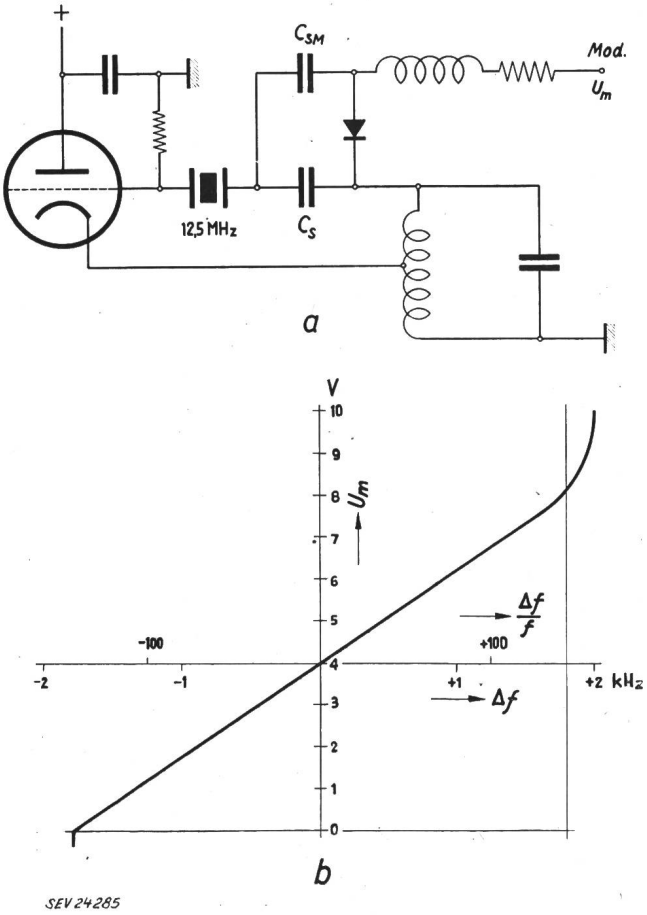


Fig. 6
Direkte tonfrequente Steuerung der Kristallfrequenz

a direkte Modulation eines Kristalls von 12,5 MHz mittels steuerbarer kapazitiver Reaktanz
U_m Modulationsspannung; C_S feste Seriekapazität; C_{SM} Seriekapazität im Modulationszweig

b statische Modulations-Kennlinie für f_Q = 12,5 MHz
Δf Frequenzhub; f Mittelfrequenz; f_Q Kristallfrequenz

nahezu ± 2 kHz, so dass bereits Verneunfachung auf den Normal-Hub führt.

Interessant in dieser Anordnung ist, dass sich eine sehr scharfe Begrenzung des Frequenzhubes ohne irgendwelche Ergänzung ergibt. Da sich je nach Wahl des Kristallschnittes der Abstand zwischen Serie- und Parallelresonanz des Kristalls in bestimmten Grenzen beeinflussen lässt, können je nach verlangter thermischer Stabilität auch grössere Frequenzhübe erreicht werden.

Gänzlich neue Züge bietet die Aufgabe, mit möglichst geringem Aufwand Sender-Empfänger zu bauen, die auf eine grosse Zahl von Frequenzen in arithmetischer Reihe rasch und betriebssicher eingestellt werden können. Oft wurde die Aufgabe durch Einbau je zweier Schwingkristalle pro Kanal gelöst. Dies führt jedoch zu recht kostspieligen Geräten, wenn einige 10 oder gar mehr als 100 rasch und beliebig umschaltbare Kanäle gefordert werden. Deshalb suchte man nach Möglichkeiten, mit wenigen Kristallen durch Kombination eine grosse Zahl von quarzstabilen Arbeitsfrequenzen zu erhalten.

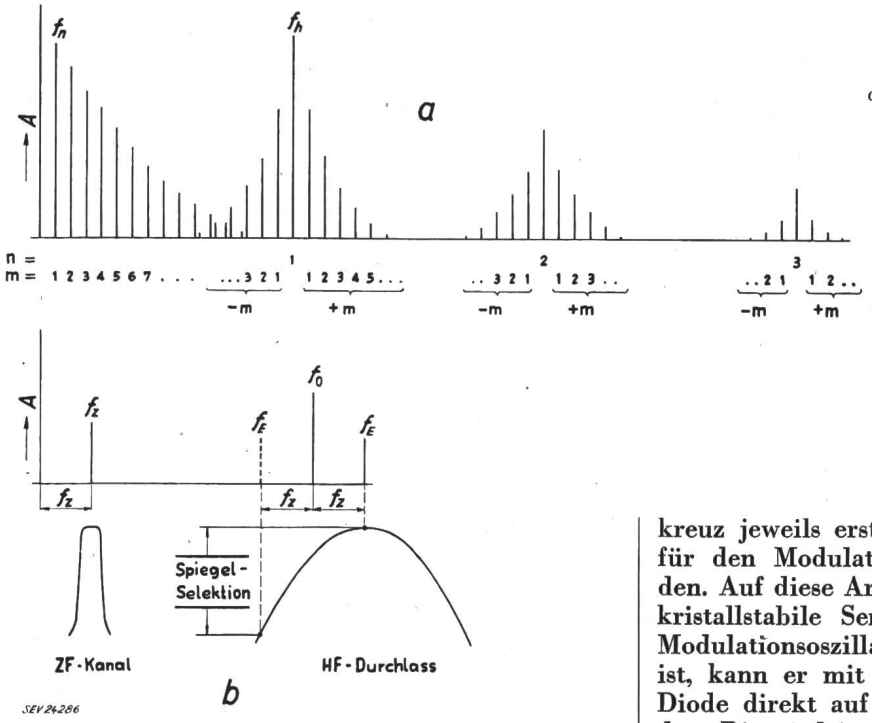


Fig. 7
Allgemeine Darstellung der Vervielfachung und Überlagerung

a prinzipielles Spektrum bei Überlagerung zweier Frequenzen f_n und f_h in einem nicht linearen Element
n, m Ordnungszahlen der Harmonischen; $-m$ und $+m$ Mischprodukte entsprechend der allgemeinen Formel $f = nf_h + mf_n$
A Amplituden der diskreten Spannungen

b normale Überlagerung zweier Frequenzen und Darstellung der Spiegelselektion
Gewünschte Überlagerung $f_Z = f_E - f_0$
Unerwünschter «Spiegel» $f_Z' = f_0 - f_E$
f_Z Spiegelfrequenz; f_E Empfangsfrequenz; f_E' Spiegel-Empfangsfrequenz; $f_Z' = f_z$ = Zwischenfrequenz

Wie sich an einer nicht linearen Kennlinie Harmonische *einer* Frequenz bilden, wurde in Fig. 3 dargestellt. Werden wie in Fig. 7a skizziert *zwei* Spannungen beliebiger Frequenz f_n und f_h miteinander einem solchen nicht linearen Element zugeführt, so bilden sich im Prinzip sowohl Harmonische beider Frequenzen als auch deren Mischprodukte, also völlig neue Frequenzen, welche in dieser Darstellung als Seitenbänder $-m$ und $+m$ der Harmonischen der höheren Frequenz erscheinen. Viel geläufiger sind zwei Spezial-Fälle der dafür geltenden allgemeinen Formel

$$f = nf_h \pm mf_n$$

Es sind dies die Zwischenfrequenz (ZF) in einem Überlagerungsempfänger (Fig. 7b), welche sich als Differenz zwischen Eingangsfrequenz und Oszillatorfrequenz bildet sowie die Spiegel-ZF vom gleichen Wert, welche von einem zweiten Eingangssignal im gleichen Abstand auf der andern Seite der Oszillatorfrequenz herrührt. In dieser Art bildet sich grundsätzlich bei jeder Kombination, bei der Vervielfachung und Überlagerung von 2 oder mehreren Frequenzen angewendet wird, neben der gewünschten Kombination eine Vielzahl von unerwünschten Frequenzen.

In welcher Art man in einem neuen Gerät Frequenz- *und* Elemente-Kombination anwendet, soll an einem Beispiel erläutert werden. Das Blockschema Fig. 8 zeigt ein Sende-Empfangsgerät, in welchem die Sendefrequenz als Differenz zwischen der hohen Kristallfrequenz f_{Ho} des Hauptoszillators und einer relativ niedrigen Frequenz f_{Mo} des freischwingenden Modulationsoszillators gebildet wird. Der Modulationsoszillator wird durch Umschalten von Kapazitäten auf 4 z. B. in 100 kHz Abstand liegenden Frequenzen betrieben. Der Hauptoszillator ist mit beispielsweise 25 Kristallen im Abstand von je 400 kHz ausgerüstet, die über ein Malteserkreuz jeweils erst auf den 4. Schritt des Schalters für den Modulationsoszillator fortgeschaltet werden. Auf diese Art werden 4 × 25, also 100 nahezu kristallstabile Sendefrequenzen gebildet. Da der Modulationsoszillator freischwingend ausgeführt ist, kann er mit einer Reaktanzröhre oder einer Diode direkt auf den Normalhub moduliert werden. Die niedrige Frequenz und der kleine Variationsbereich erleichtern seinen stabilen Aufbau.

Zur zusätzlichen Stabilisierung wird das Signal des Modulationsoszillators ausserdem der ZF-Mischstufe zugeleitet und dort mit dem kristallgesteuerten ZF-Oszillator auf die 2. ZF überlagert. Dem steilen und sehr stabil aufgebauten Empfangs-Diskriminator kann dann eine Gleichspannung entnommen werden, welche in bekannter Art zur Stabilisierung der Mittelfrequenz des Modulationsoszillators dient.

Die Frequenz des Hauptoszillators wird ebenfalls in die Hauptmischstufe des Empfängers geführt. Weil jeweils für 4 nebeneinander liegende Eingangsfrequenzen der gleiche Kristall des Hauptoszillators eingeschaltet bleibt, bilden sich im er-

sten ZF-Verstärker auch 4 verschiedene Zwischenfrequenzen. Bei der kanalweisen Fortschaltung wird jedoch dem ZF-Oszillator einer der 4 Kristalle angeschaltet, womit die variable erste Zwischenfrequenz auf eine zweite feste Zwischenfrequenz transponiert wird, um im schmalen 2. ZF-Kanal verstärkt zu werden. Nach Begrenzung und Demodulation gelangt das Signal über den NF-Verstärker auf den Hörer.

Nach diesem Schema ist es möglich, die total 200 nahezu quarzstabilen Frequenzen, nämlich 100 für Senden und 100 für Empfangen, von nur 29 Kristallen abzuleiten. Die Nebensende- und Nebenempfangsstellen können bei sorgfältiger Frequenzplanung und zweckmässigem Aufbau in sehr erträglichen Grenzen gehalten werden.

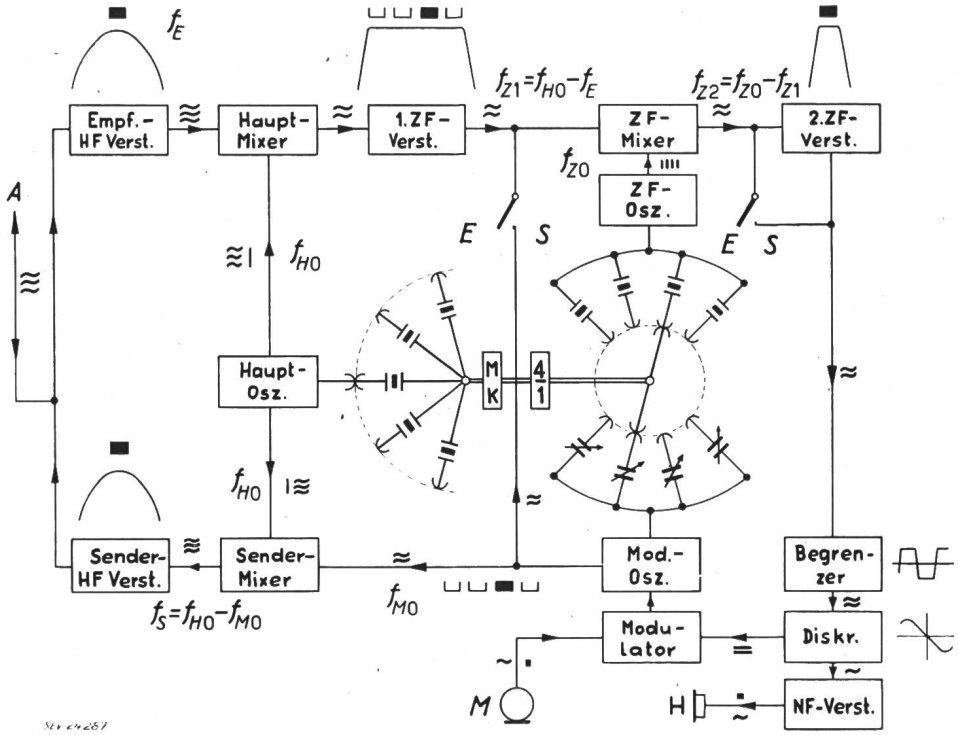


Fig. 8

Sender-Empfänger mit Frequenz- und Elemente-Kombinatorik

Die Kristalle des Hauptoszillators werden über ein Malteserkreuz (MK) und ein Untersetzergetriebe jeweils auf den 4. Schritt des Schalters für den Modulations- und den ZF-Oszillator fortgeschaltet. Die auf «Senden» geschlossenen zwei Schalter *E-S* sind nur funktionell vorhanden

f_{Z1} erste Zwischenfrequenz;
f_{Z2} zweite Zwischenfrequenz;
f_{H0} Hauptoszillatorfrequenz;
f_{M0} Modulations-Oszillatorfrequenz; f_S Sendefrequenz;
M Mikrophon; *H* Hörer

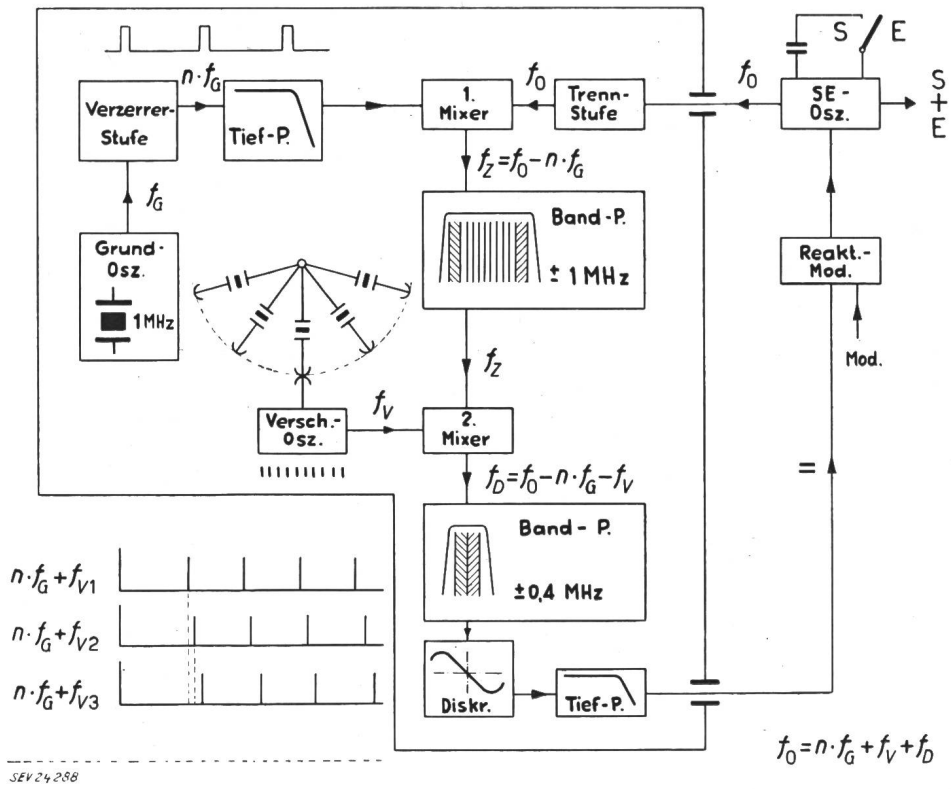


Fig. 9

Elektronisches Rastersystem für Steuer- und Überlagerungsoszillator in Sender-Empfänger

f_0 zu stabilisierende Frequenz; f_G Grundoszillatorfrequenz, kristallgesteuert; f_Z 1. Zwischenfrequenz; f_V Verschiebungsfrequenzen, kristallgesteuert;
f_D 2. Zwischenfrequenz = Diskriminatorfrequenz
links unten: drei der z. B. zehn umschaltbaren Spektren mit 1 MHz Linienabstand und 100 kHz gegenseitigem Abstand

Die drei bisher beschriebenen, grundsätzlich verschiedenen Verfahren, kristallstabile Arbeitsfrequenzen zu erzeugen, weisen vor allem noch zwei gemeinsame Nachteile auf:

1. Die Frequenzvervielfachung und Frequenzmischung haben bei der beschriebenen Anwendungsart den prinzipiellen Mangel der unerwünschten Nebenwellen.
2. Die Zahl der Arbeitsfrequenzen pro eingesetzten Kristall ist immer noch relativ niedrig.

Um das Grundsätzliche *und* die praktische Realisierung möglichst kurz darstellen zu können, soll an einem weiteren Beispiel erläutert werden, in welcher Art die an sich sehr wertvolle Frequenzkombinatorik ohne die erwähnten Nachteile angewendet werden kann (Fig. 9).

Für die Steuerung des Senders oder für die Überlagerung im Empfänger wird hier ein direkt auf der Ausgangsfrequenz f_o des Senders arbeitender *LC*-Oszillator verwendet. Durch Zu- oder Abschaltung einer Kapazität wird er im Empfangsfall um den Betrag der ersten Zwischenfrequenz des Empfängers umgestimmt und im Sendefall durch den Modulator direkt auf den Normal-Ausgangshub moduliert. Aus Früherem folgt, dass auf diese Art ein Minimum an Nebenwellen entsteht, indem auf «Senden» überhaupt nur die Oberwellen dieser hohen Grundfrequenz auftreten, welche wegen ihres grossen Abstandes leicht auf einen kleinen Wert gegenüber der Grundwelle gedämpft werden können. Die zusätzliche Stabilisierung des freischwingenden Oszillators erfolgt mit einem elektronischen System, welches gewissermassen eine Reihe von z. B. 10 Kristall-Maßstäben enthält.

Die in einem weiten Bereich variable Frequenz des SE-Oszillators [2]) wird mit der zunächstliegenden Linie aus dem vorgewählten Spektrum verglichen. Diese Spektren (siehe Fig. 9, unten links) weisen alle einen Linienabstand von 1 MHz auf und sind gegeneinander um je 100 kHz verschoben, entsprechend dem gegenseitigen Abstand der 10 Kristalle des Verschiebungsoszillators. Sie gehen alle vom gleichen kristallgesteuerten Grundoszillator aus. Dieser erzeugt in einer Verzerrerstufe sehr kurze Impulse, welche nach Früherem ein breites Linienspektrum mit dem gleichförmigen Abstand von 1 MHz darstellen. Nach einer ersten Überlagerung dieses Spektrums mit der Frequenz f_o und einer zweiten mit der Verschiebungsfrequenz f_v wird die Frequenz f_D gebildet. Wenn diese nicht auf die Mitte des Diskriminators fällt, so liefert dieser eine entsprechende Ausgangsspannung, welche über die Reaktanzröhre den Oszillator nachregelt.

Die Frequenz f_o des SE-Oszillators kann sich somit nur auf 100-kHz-Schritten stabilisieren, wie dies aus der Gleichung

$$f_o = nf_G + f_v + f_D$$

für konstanten Wert der Diskriminatormittelfrequenz f_D hervorgeht. nf_G ist ein ganzzahliges Vielfaches von 1 MHz und f_v wird in zehn Schritten à 100 kHz weitergeschaltet. Neben der Stabilität der Grundfrequenz von 1 MHz und der 10 Verschiebungsfrequenzen f_v geht auch diejenige des Diskriminators sowie dessen Steilheit und Symmetrie oder Linearität in die resultierende Genauigkeit ein. Die Breite dieses ganz speziellen Regeldiskriminators entscheidet über den Bereich, aus welchem die abgelaufene Frequenz wieder eingefangen werden kann. Im ausgeführten Gerät beträgt dieser Fangbereich mehr als ± 300 kHz und der Restfehler liegt unter 1 kHz. Dieser grosse Fangbereich ist sehr erwünscht, bedingt jedoch die Wahl des Linienabstandes von 1 MHz, statt des naheliegenderen von 100 kHz, mit welchem eine fehlerhafte Synchronisation auf einen Nachbarkanal leicht möglich wäre.

Ausserdem weist der Linienabstand von 1 MHz gegenüber einem solchen von 100 kHz noch den weiteren Vorteil auf, dass die Skaleneichung der Geräte und der ganze Einstellmechanismus weniger präzis sein müssen, was vor allem bei mobilen Geräten mit gedrängtem Aufbau sehr wertvoll sein kann.

Durch sorgfältige Ausführung der Trennstufe, über welche die Frequenz des SE-Oszillators in das Stabilisierungs-System eingeführt wird sowie durch gute statische Abschirmung kann eine sehr weitgehende Unterdrückung aller bei der angewendeten Kombinatorik auftretenden unerwünschten Nebenwellen erreicht werden. Fig. 10 beweist, dass mit den heute zur Verfügung stehenden Miniatur-Bauteilen ein solches Stabilisierungs-System selbst für mobile Geräte realisierbar ist. Sie zeigt das elektronische Rastersystem von zwei Seiten.

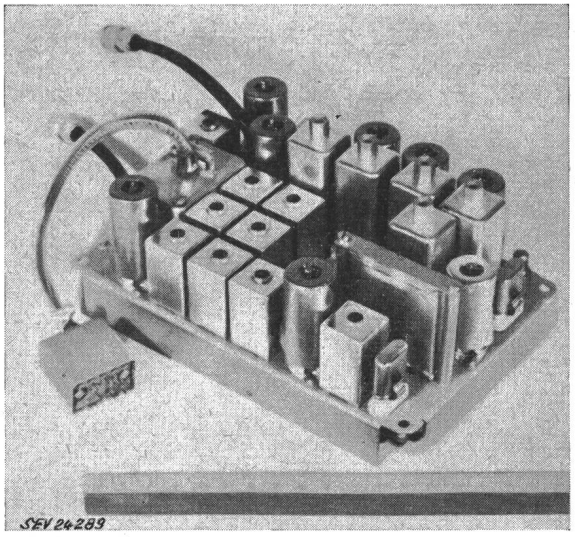


Fig. 10
Elektronisches Rastersystem

Eine Abhandlung über interne Frequenzplanung wäre unvollständig ohne Erwähnung der Konsequenzen der Nebenwellen. Fig. 11 zeigt das vereinfachte Blockschema der früher erläuterten Sender-Schaltung sowie alle Nebenwellen, welche weniger als 80db unter dem Pegel der gewollten Trägerwelle liegen. Die Anschriften von zwei Nebenwellen zeigen, dass sowohl Vervielfachungs- als auch höhere Mischprodukte der beiden Frequenzen am Antennenausgang vorhanden sind. Beim Hinaufschieben der Messgrenzen für die Nebenwellen von 80 auf 100 oder gar 120 db nimmt die Dichte des Spektrums noch wesentlich zu. Von speziellen Fällen abgesehen sind jedoch nur Nebenwellen mit kleinerem Abstand als etwa 80 db störend. Allgemein gilt, dass die äussere Frequenzplanung um so sorgfältiger durchgeführt werden muss, je höher die Pegel der Nebensende- und Nebenempfangsstellen liegen.

[2]) Sende-Empfangs-Oszillator.

Fig. 12 zeigt die Verhältnisse für ein Sende-Empfangsgerät mit einer Sendeleistung von nur 0,5 W und einer Empfängerempfindlichkeit, welche an die durch das statistische Rauschen gegebene Grenze getrieben ist. Die Empfänger-Eingangsleistung für einen hinreichenden Rauschabstand von 20 db beträgt etwa $0{,}5 \cdot 10^{-14}$ W. Die überbrückbare Raumdämpfung zwischen Senderausgang und Empfängereingang erreicht somit 140 db. Die beiden Kurven stellen mit der rechten db-Skala die Raumdämpfung als Funktion des Abstandes zwischen Sender und Empfänger dar. Die obere Kurve gilt für Halbwellen-Dipole im freien Raum, während die untere mit Vertikalantennen der skizzierten Art über trockenem Humusboden in unserer Aare-Ebene gemessen wurde.

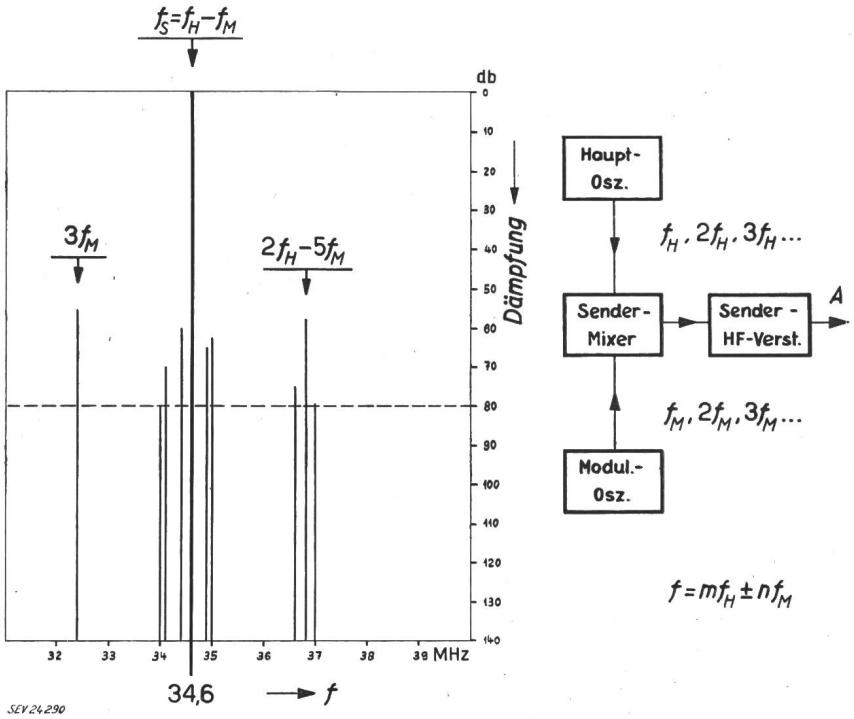


Fig. 11
Überlagerungssender und seine Ausgangsspannungen

rechts: Blockschema eines Überlagerungssenders für Mischung der Frequenzen f_H und f_M
Ausgangsfrequenzen $f = mf_H + nf_M$, wobei m und n ganzzahlig sind

links: Spektrum der Ausgangsfrequenzen mit maßstäblichem Dämpfungsabstand gegen Sendergrundwelle $f_S = f_H - f_M$
A Antennenausgang

Der Empfänger E_2 soll über 140 db Raumdämpfung den Sender S_2 empfangen. Gleichzeitig arbeitet in kleinem räumlichen Abstand von E_2 der Sender S_1 nach E_1. Dieser strahle neben seiner Hauptwelle f_1 eine um beispielsweise 60 db schwächere Nebenwelle der Frequenz f_2 aus. Die Spannung oder Feldstärke dieser Nebenwelle ist also 1000mal und die Leistung 1 Million Mal kleiner als die der Hauptwelle! Da die überbrückbare Raumdämpfung auf der Hauptwelle 140 db beträgt, kann mit der um 60 db schwächeren Nebenwelle immer noch eine Raumdämpfung von 140 — 60 = 80 db überwunden werden. Über der Ebene findet man für 80 db Raumdämpfung oder 60 db Nebenwellendämpfung einen Störabstand von ca. 250 m.

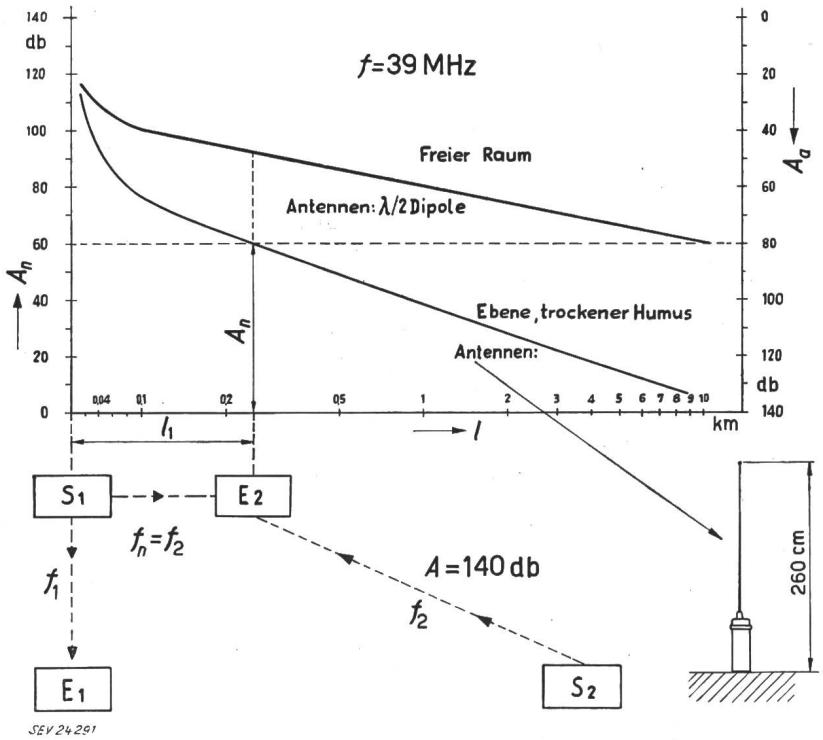


Fig. 12
Ausbreitungsdämpfung und Nebenwellenstörungen

Ausbreitungsdämpfung A_a zwischen zwei Halbwellen- oder zwei Vertikalantennen im freien Raum bzw. über der Ebene als Funktion des Abstandes l. Gegenseitige Störbeeinflussung der Nebenwelle f_2 des Senders S_1 auf den Empfänger E_2 im Abstand l_1 für den Fall eines Nebenwellenabstandes von A_n = 60 db
λ Wellenlänge; f Messfrequenz

Für diesen Abstand sind das minimal auswertbare Signal von S_2 und die Nebenwelle von S_1 bei E_2 gleich stark und können sich somit stören. Bei idea-

ler Aufstellung von Dipol-Antennen im völlig freien Raum beträgt der Störabstand der mit einem halben μW abgestrahlten Nebenwelle sogar einige km! Glücklicherweise kommt dieser Grenzfall in der Praxis kaum vor. Jedenfalls beleuchtet diese Darstellung den Wert nebenwellenarmer Sender und Empfänger.

Adresse des Autors:
Ing. *F. Läng*, Autophon A.-G., Solothurn

Technische Mitteilungen — Communications de nature technique

Erfassung und Statistik von Betriebsvorfällen

621.311.1.004.6 : 31

[Nach *H. Baatz* und *W. Waste:* Erfahrung und Statistik von Betriebsvorfällen. ETZ-A Bd. 76(1955), Nr. 22, S. 785...792]

Da bis heute keine einheitlichen, allgemein gültigen Begriffsbestimmungen und Schemata zur Erfassung und Ordnung unter gewissen Gesichtspunkten von Störungen in elektrischen Netzen bestehen, hat die Deutsche Studiengesellschaft für Höchstspannungsanlagen an ihrer 27. Tagung in Essen in einer besonderen Vortragsreihe am 22. Juni 1955 das Problem der Betriebsvorfall-Erfassung und -Statistik zur Diskussion gestellt und Vorschläge zu einer vollkommeneren Statistik gemacht. In Deutschland wird bereits seit dem Jahr 1949 durch die Vereinigung Deutscher Elektrizitätswerke (VDEW) eine einheitliche Störungs- und Schadenstatistik der Hochspannungsfreileitungen und -Kabelnetze der Energieversorgungsunternehmungen der Bundesrepublik durchgeführt, deren Ergebnisse laufend veröffentlicht werden. Ungeachtet der Nützlichkeit dieser Statistik wurden Wünsche nach einer Erweiterung im Sinne einer möglichst einheitlichen Erfassung und statistischen Verarbeitung von Betriebsvorfällen vorgebracht. In Vorträgen von *H. Baatz* und *W Waste* wurde der Entwurf eines Schemas für eine Störungs- und Schadenstatistik unterbreitet, der von der Überlegung ausgeht, dass für die Anlage einer solchen Statistik vorerst jede einzelne Störung mit all den interessierenden Angaben in einer solchen Form festgehalten und gesammelt wird, die eine Auswertung in jeder beliebigen Richtung offen lässt. Dabei ergab sich als wichtige Voraussetzung, vorerst einmal gewisse Begriffe bezüglich der Störerfassung wie Störung, Ursache, Anlass u. dgl. eindeutig festzulegen. So soll z. B. vom Normalzustand eines Netzes ausgehend, das durch seinen Isolationszustand und seinen Schaltzustand gekennzeichnet ist, jede *ungewollte* Änderung dieses Zustandes als *Fehler* bezeichnet werden. Als *gewollte* Änderung soll dagegen z. B. die Schalterauslösung bei Erd- oder Kurzschluss durch den Schutz in einem Netz mit nicht einwandfreier Isolation bezeichnet werden; sie ist also kein Fehler. Unter *Störung* als übergeordnetem Begriff sollen alle Vorgänge im Netz zusammengefasst werden, die durch den Fehler ausgelöst werden. In einer graphischen Darstellung wird die Gliederung einer Störung veranschaulicht, aus der die Zusammenhänge zwischen Ursache, Fehler, Auswirkung auf Betriebsmittel und Netzbetrieb, Folgefehler usw. hervorgehen. Die Ursache eines Fehlers kann z. B. bei einem Überschlag oder Durchschlag in einer Minderung der Isolationsfestigkeit oder in einer Überbeanspruchung der Isolation bestehen, ferner bei ungewollten Abschaltungen eines Betriebsmittels bei fehlerfreiem Netz in der menschlichen Unzulänglichkeit oder in einer Unzulänglichkeit von Betriebsmitteln bzw. in ungewollten Einwirkungen auf diese bestehen. Die für die statistische Auswertung einer Störung nötigen Angaben sind als Vorschlag in einer Tabelle zusammengestellt, wobei die interessierenden Gesichtspunkte in 11 Gruppen unterteilt werden; jede dieser Gruppen ist wieder in Untergruppen unterteilt, die mit Zahlen nach dem Dezimalsystem bezeichnet sind. Die Hauptgruppen sollen generell folgende Angaben erfassen:

A. Angaben über das Netz. Hierunter fallen u. a. Netzspannung, Netzart und -Aufbau, Sternpunktschaltung.

B. Störungszeit. Zeit des Eintrittes einer Störung nach Datum und Uhrzeit, was besonders für die Erfassung von Gewitterstörungen wichtig ist.

C. Störungsart. Hieraus soll vor allem hervorgehen, ob die Energielieferung unterbrochen wurde oder nicht, und ob die Betriebsmittel solchen Schaden erlitten haben, dass eine Wiederinbetriebnahme erst nach Instandsetzung möglich ist.

D. Fehlerart. In diese Gruppe werden in der Hauptsache Erdschluss und Kurzschluss als Änderung des Isolationszustandes und die Abschaltung eines Betriebsmittels in einem Netz mit einwandfreier Isolation als Änderung des Schaltzustandes aufgeführt. Ferner fallen hierunter Abschaltungen infolge Bedienungsfehler, Auslösungen durch Fehler im Auslösesystem, ferner das Durchschmelzen von Hochspannungssicherungen in Mittelspannungsnetzen.

E. Anlass der Störung. Die Frage nach dem Anlass zur Störung stellt sich auf Grund der Begriffsfestlegungen als Frage nach dem Anlass zum Fehler. Es wird daher in diesem Abschnitt nach einem äussern Anlass (z. B. Gewitter, Rauhreif) und einem innern Anlass (z. B. Bedienungsfehler, Schalten von Betriebsmitteln) unterschieden; auch Störungen veranlasst durch Rückwirkungen aus andern Netzen fallen in diese Gruppe.

EVU

Störungsmeldung

vom: 4. 6. 55 Nr.: 22 Lfd. Nr. der Statistik: ----

Hierzu Bericht Nr. ..... vom .....
Schadensmeldung Nr. ..... vom .....
Sonstige Anlagen:

Angaben über das Netz	Bezeichnung des betr. Netzteiles: Ltg. A-Dorf	Netzspg.: 20 kV	A	12	20
Netzart: Freileitung — gemischt Freileitung / Kabel — Kabel				1	
Sternpunktschaltung: isoliert — E-Spulen 35 A — geerdet über ..... Ω				2	
Erdschlußwischeranzeige, Art: SSW, RN 1, Störschreiber					
Netzaufbau: B 2	Kurzunterbrechung: ja — nein			22	2
Tag: 4 6 55	Uhrzeit: 15.21		B	04 06 55 / 15 21	
Wetter am Fehlerort: Gewitter, Regen	Temperatur: warm				
Störungsart: mit Unterbrechung, mit Abschaltung			C	23	
Fehlerart: Kurzschluß			D	4	
Anlaß der Störung: Gewitter			E	11	
Fehlerort: Freileitung A-Dorf			F	11	
Einbau von Ableitern (Ventil-, Rohr-), wo? keine			G	—	
Besondere Vorfälle: keine			H	—	

Schäden an			Ursache von Schäden			Anzahl	
Holzmast 16 zersplittert	J	104	Blitzschlag	K	63	L	1
Isolatoren VHD 20		121	Lichtbogen		7		3

Aufzeichnungen der Störschreiber: B-Stadt
Ansprechen der Erdschlußanzeige: —

Abgeschalteter Netzteil oder abgeschaltetes Betriebsmittel	Abschaltdauer			Belastung vor Störung				Ausfall an kWh	
	von	bis	Std. min	kV	A	kW	kVar		
Ltg A-Dorf	15.21	19.00	3,39	21	85				

SEV 24319

Fig. 1
Ausgefüllter Störungsmeldebogen

F. Fehlerort. Angaben über die Lage des Fehlerortes sind hauptsächlich deshalb erwünscht, weil man aus der statistischen Auswertung von Störungen nach dem Fehlerort einen Überblick erhält über die Störanfälligkeit der einzelnen Netzteile.

G. Einbau von Ableitern. Ein diesbezügliches statistisches Ergebnis lässt z. B. beurteilen, ob ein Überspannungsschutz nötig ist oder ob der vorhandene Schutz nicht ausgereicht hat.

H. Besondere Vorfälle bei der Störung. Diese Gruppe soll Besonderheiten bei Störungen, wie z. B. Versagen des Fehlerschutzes erfassen.