

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

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

Band: 54 (1976)

Heft: 3

Artikel: Die Entwicklung eines Gerätes zur Messung nichtlinearer Verzerrungen bei variabler Signalspannung

Autor: Schneider, Markus

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-875822>

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: 14.05.2025

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

Die Entwicklung eines Gerätes zur Messung nichtlinearer Verzerrungen bei variabler Signalspannung

Markus SCHNEIDER, Bern

621.317.799:621.3.018.783

Zusammenfassung. Der Klirrfaktor stellt eine der Möglichkeiten dar, um nichtlineare Verzerrungen zu kennzeichnen. Seine Registrierung bereitet vor allem an Übertragungskkanälen mit starkem Schwund und geringem Rauschabstand Schwierigkeiten. Der Artikel berichtet über die Entwicklung eines Gerätes, das ungeachtet der Pegelschwankungen von ± 10 dB und bei einem Störabstand von 20 dB noch zufriedenstellend arbeitet. Dazu wird als erstes der Effektivwert der zu analysierenden Spannung konstant gehalten. Die Summe der anschliessend einzeln gefilterten Oberwellen, die unmittelbar dem Klirrfaktor entspricht, führt man einem Effektivwert-Gleichrichter zu. Es werden schaltungstechnische Einzelheiten gezeigt und verschiedene Fehlerquellen besprochen.

Développement d'un appareil servant à mesurer les distorsions non linéaires dans le cas de signaux à tension variable

Résumé. Le facteur de distorsion représente l'une des possibilités de caractériser les distorsions non linéaires. Il est particulièrement difficile de l'enregistrer, lorsqu'il affecte des voies de transmission présentant un fading prononcé et un faible rapport signal/bruit. L'auteur décrit un appareil qui fonctionne de manière satisfaisante malgré des variations de niveau de ± 10 dB et un rapport signal/bruit de 20 dB. A cet effet, la valeur effective de la tension à analyser est d'abord rendue constante. La somme des harmoniques filtrés isolément, définissant directement le facteur de distorsion, est dirigée sur un redresseur délivrant une valeur effective. En plus de certains détails du circuit, diverses sources d'erreurs sont énumérées.

Sviluppo d'un apparecchio per la misurazione della distorsione non lineare in caso di tensioni variabili

Riassunto. Il coefficiente di distorsione rappresenta una possibilità per definire distorsioni non lineari. La sua registrazione si rivela difficile, soprattutto su canali di trasmissione con forte attenuazione e con rapporti segnale-rumore piccoli. Nell'articolo è descritto un apparecchio che fornisce risultati ancora soddisfacenti, anche se le variazioni di livello sono dell'ordine di ± 10 dB e se il rapporto segnale-disturbo è di 20 dB. A questo scopo si stabilisce dapprima il valore effettivo della tensione da analizzare. La somma delle armoniche filtrate separatamente e corrispondenti direttamente al coefficiente di distorsione viene condotta su un raddrizzatore di valore efficace. Si illustrano dettagli tecnici dei circuiti e si discutono diverse cause di errori.

1 Einleitung

Das Klirrfaktormessgerät wurde für Messungen von demodulierten Doppel- und Einseitenbandsignalen im Mittelwellenbereich entwickelt [1].

Zum objektiven Vergleich von zwei verschiedenen Modulationsarten im Mittelwellenbereich werden Versuchsübertragungen durchgeführt. Dabei registriert man den *Summenklirrfaktor* nach (1) bei einer Modulationsfrequenz von 800 Hz.

$$K = \sqrt{\frac{U_{2f}^2 + U_{3f}^2 + \dots + U_{\infty f}^2}{U_{1f}^2 + U_{2f}^2 + U_{3f}^2 + \dots + U_{\infty f}^2}} \cdot 100\% \\ = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} U_{nf}^2}{\sum_{n=1}^{\infty} U_{nf}^2}} \cdot 100\% \quad (1)$$

Wird eine solche Übertragung durch die Ionosphäre beeinflusst (zum Beispiel Steilstrahlsendung, Fernempfang während der Nacht) und mit einem gewöhnlichen Rundfunkgerät empfangen, stellt man am Niederfrequenzsignal folgende Eigenschaften fest:

- Klirrfaktor: 0...100% [2]
- Pegelschwankungen bis ± 10 dB innert 300 ms (multiplikative Störungen)
- Fremdspannungsabstand 20...50 dB (additive Störungen).

Eine herkömmliche Klirrfaktormessbrücke in Verbindung mit einem Registriergerät eignet sich vorwiegend wegen b) und c) schlecht zum Erfassen der nichtlinearen Verzerrungen. Die Aufgabenstellung fordert eine Einrichtung, die möglichst unabhängig von NF-Pegel und Fremdspannung den Klirrfaktor bestimmt. Ein bewährtes Gleichstromregistrariergerät soll ihn aufzeichnen. Verlangt ist ferner ein kleinster Messbereich von 5% und eine auf den Messwert bezogene Genauigkeit von ungefähr $\pm 0,1$.

2 Lösungsmöglichkeiten

21 Allgemeines

Formel (1) ist hergeleitet aus der Definition

$$K = \frac{\text{Effektivwert der Oberschwingungen}}{\text{Effektivwert der Gesamtschwingung}} \cdot 100\% \quad (2)$$

wobei für den Effektivwert

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} = \sqrt{u^2(t)} \quad (3)$$

gilt und $u(t)$ als Fourier-Reihe eingesetzt wird.

22 Variante A

Das Prinzipschaltbild in *Figur 1* geht unmittelbar aus der Definition (2) hervor.

Bei der praktischen Verwirklichung sind allerdings Schwierigkeiten zu erwarten. Werden bezüglich des Dynamikbereichs folgende Voraussetzungen gemacht:

20 dB Eingangsspannung und

20 dB Klirrfaktoranzeige je Messbereich,

so beträgt das Spannungsverhältnis nach dem Quadrieren (Gleichspannung) 80 dB. Die zurzeit erhältlichen analogen Multiplikatoren oder Quadrierer in Halbleitertechnik erfüllen ihre Funktion bis etwa maximal ± 10 V. Bedeutende Probleme treten aber bei ± 1 mV Gleichspannung sowie bei der Division auf.

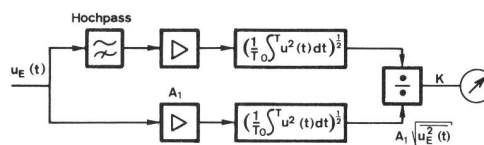


Fig. 1
Prinzipschaltbild der Variante A

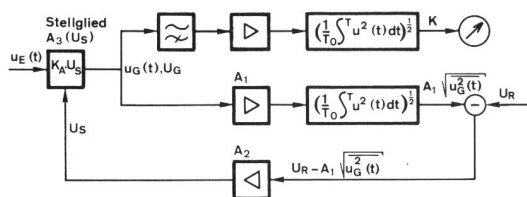


Fig. 2
Prinzipschaltbild der Variante B

Die additiven Störungen sind besonders für den Oberwellenteil kritisch. Eine Verbesserung wird zunächst durch kleinere Messbandbreite erreicht [2]. Eine endliche Zahl Bandpässe kann dabei den Hochpass ersetzen oder ergänzen. Diese Massnahme ist besonders in diesem Fall von Bedeutung, da ein Bandpass am Empfängeranfang die Anzahl der möglichen Harmonischen einschränkt.

23 Variante B

Wird in Figur 1 die Spannung $A_1 \sqrt{u_G^2(t)}$ mit einer Referenzspannung U_R verglichen, so resultiert eine Fehlerspannung. Diese sogenannte Regelabweichung betätigt ein Stellglied, das vor die ganze Anordnung geschaltet wird. Figur 2 zeigt das entsprechende Prinzipschaltbild. Die Division ist bei geringen Schwankungen von $A_1 \cdot \sqrt{u_G^2(t)}$ überflüssig. Betreffend additive Störungen im Oberwellenteil gilt dasselbe wie für Variante A. Der technische Aufwand ist damit für beide Bauweisen annähernd gleich.

24 Theorie

Es wurde ein Gerät auf dem Prinzip der Variante B verwirklicht. Deshalb soll hier noch auf einige Einzelheiten im *Regelteil* eingegangen werden. Mit *Messteil* sei fortan jener Zweig benannt, der den Effektivwert des Oberwellenanteils bestimmt.

Aus Figur 2 ergibt sich für $U_G = f(U_E)$

$$U_G = \frac{A_2 K_A \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_E^2(t) dt}}{1 + A_1 A_2 K_A \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_E^2(t) dt}} \cdot U_R$$

$$= \frac{A_2 K_A U_E}{1 + A_1 A_2 K_A U_E} U_R \quad (4)$$

$$\text{und mit } A_1 A_2 K_A U_E \gg 1 \rightarrow U_G \approx \frac{U_R}{A_1} \quad (4a)$$

darin bedeuten:

$\sqrt{u_G^2(t)}$	Gleichspannung, die dem Effektivwert U_G entspricht
U_E	Effektivwert der Eingangsspannung
U_R	Gleichspannung als Führungsgrösse (Referenzspannung)
A_1, A_2	Verstärkungsfaktoren
$A_3(U_S)$	Verstärkungsfunktion des Stellgliedes. Sie wird hier einfach mit $K_A \cdot U_S$ angenommen [K_A] = V ⁻¹
U_S	Stellgrösse (Regelspannung)

241 Das Stellglied

Um systematische Messfehler möglichst klein zu halten, dürfen die im Stellglied zusätzlich erzeugten Verzerrungen nur einen Bruchteil des Messbereichs bei grösster Empfindlichkeit überdecken. Sieht man von einer Beeinflussung durch U_S , die unter 243 diskutiert wird, ab, so muss A_3 linear sein. Gefordert ist ebenfalls genügend Reserve im Aussteuerbereich, damit verzerrte Spannungen mit einem grossen Scheitelfaktor vom Messteil nicht falsch beurteilt werden.

242 Der Verstärkungsfaktor

Figur 3 zeigt den Zusammenhang zwischen der geregelten Spannung U_G und der Eingangsspannung U_E gemäss (4). U_G soll im Arbeitsbereich (U_{E1}, U_{E2}) innerhalb der Grenzen (U_{G1}, U_{G2}) bleiben. Entsprechend ändert sich natürlich auch die Anzeige um ΔK , obschon der Klirrfaktor K der Eingangsspannung konstant ist. Man führt eine mittlere geregelte Spannung U_{GM} , bei der das Gerät geeicht wird, ein und definiert die beiden relativen Fehler

$$\varepsilon_K^{(+)} = \frac{\Delta K^{(+)}}{K} \triangleq \frac{U_{G2}}{U_{GM}} - 1 \quad (5a)$$

$$\varepsilon_K^{(-)} = \frac{\Delta K^{(-)}}{K} \triangleq \frac{U_{G1}}{U_{GM}} - 1 \quad (5b)$$

Unter der Bedingung

$$|\varepsilon_K^{(+)}| = |\varepsilon_K^{(-)}| = |\varepsilon_K(U_E)| \quad (6)$$

wird

$$\frac{U_{G2}}{U_{G1}} = \frac{1 + |\varepsilon_K(U_E)|}{1 - |\varepsilon_K(U_E)|} = E$$

Der notwendige gesamte Verstärkungsfaktor berechnet sich dann nach

$$A_1 \cdot A_2 \cdot K_A = \frac{\frac{U_{E2}}{U_{E1}} - 1}{U_{E2} (E - 1)} \quad (7)$$

Zahlenbeispiel: Für $|\varepsilon_K(U_E)| = 0,025$
und $U_{E2}/U_{E1} = 500 \text{ mV}/50 \text{ mV}$
wird $A_1 \cdot A_2 \cdot K_A = 350 \text{ V}^{-1}$

243 Das Tiefpassfilter

Bei der Bestimmung des Effektivwertes bilde ein Tiefpass mit der Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ den Mittelwert der quadrierten Spannung $[A_1 u_G(t)]^2$ (Fig. 4).

Es darf angenommen werden, die Eingangsspannung sei unverzerrt, aber mit einer einfachen multiplikativen Störung $M \cdot \sin \Omega t$ behaftet.

Also

$$u_E(t) = \hat{U}_1 (1 + M \cdot \sin \Omega t) \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (8)$$

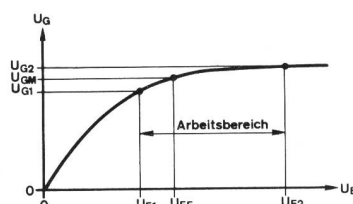


Fig. 3
Zusammenhang zwischen geregelter Spannung U_G und Eingangsspannung U_E

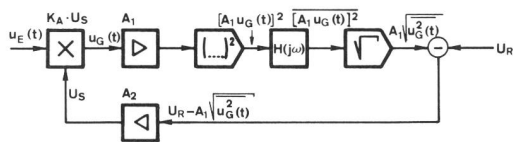


Fig. 4
Blockschaltbild des Regelteils

Die Störung ändere sich «langsam» im Vergleich zur Periodendauer ($< 1,3$ ms) des Messsignals, das heißt

$$\Omega \ll \omega_1$$

Das Tiefpassfilter habe die Eigenschaften

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| \angle \psi(\omega)$$

wobei

$$|H(j\omega)| \angle \psi(\omega) = \begin{cases} 1 \angle 0 & ; 0 < \omega < \omega_1 \\ b_1 \angle \psi_1 & ; \omega = \omega_1 \pm 2\Omega \\ b_2 \angle \psi_2 & ; \omega = 2\omega_1 \pm 2\Omega \end{cases}$$

In Fig. 5 ist der Betrag $|H(j\omega)|$ dargestellt.

Arbeitet der Quadrierer ideal, dann bleibt der Faktor b_1 unbeachtet, da die Frequenz ω_1 nach dem Quadrieren nicht mehr erscheint. Anders b_2 , denn es resultiert nur unter den

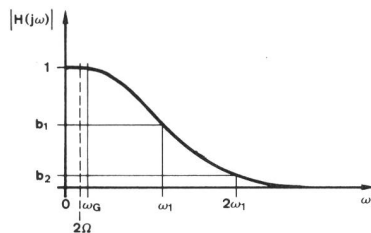


Fig. 5
Betrag der Übertragungsfunktion des angenommenen Tiefpassfilters

Voraussetzungen $b_2 = 0$ und $2\Omega \leq \omega_G$ ein unverzerrtes, von $M \cdot \sin \Omega t$ weitgehend unabhängiges Signal der Art

$$u_G(t) = \frac{A_2 K_A \frac{\hat{U}_1}{\sqrt{2}} (1 + M \cdot \sin \Omega t)}{1 + A_1 A_2 K_A \frac{\hat{U}_1}{\sqrt{2}} (1 + M \cdot \sin \Omega t)} \cdot U_R \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \approx \frac{U_R \sqrt{2}}{A_1} \cdot \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (9)$$

Für den Fall $b_2 > 0$ entstehen im Stellglied nichtlineare Verzerrungen, da $U_S = f(2\omega_1 t)$.
Der einfache Ansatz

$$u_E(t) = \hat{U}_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1)$$

führt auf die Regelspannung

$$U_S = \frac{A_2 \cdot U_R}{1 + A_1 A_2 K_A U_E \left[1 - \frac{b_2}{2} \cos(2\omega_1 t + 2\varphi_1 + \varphi_2) \right]} + \frac{A_2 b_2 U_R}{2} \cdot \cos(2\omega_1 t + 2\varphi_1 + \varphi_2) \approx U_R \left[\frac{1}{A_1 K_A U_E} + \frac{A_2 b_2}{2} \cos(2\omega_1 t + 2\varphi_1 + \varphi_2) \right] \quad (10)$$

Indem

$$u_G(t) = u_E(t) \cdot K_A \cdot U_S$$

ergibt sich für den kubischen Klirrfaktor die Näherungsformel

$$K_3 \approx \frac{b_2}{4} \cdot A_1 \cdot A_2 \cdot K_A \cdot U_{E2} \cdot 100\% \quad (11)$$

Ein einfaches RC-Glied mit einer Grenzfrequenz von

$$f_G = \frac{\omega_G}{2\pi} = 2,5 \text{ Hz}$$

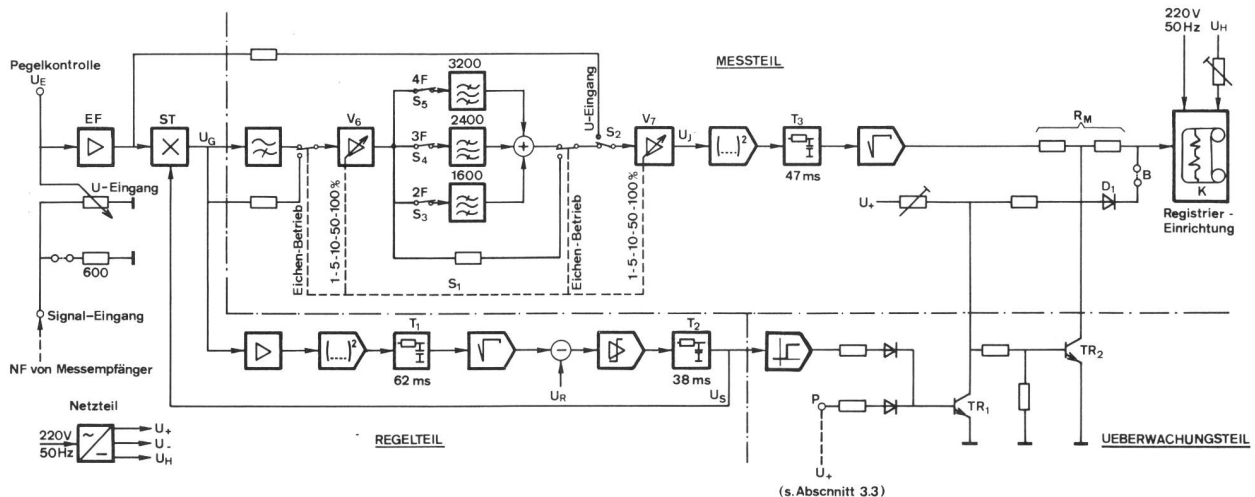


Fig. 6
Blockschaltbild des Klirrfaktormessgerätes

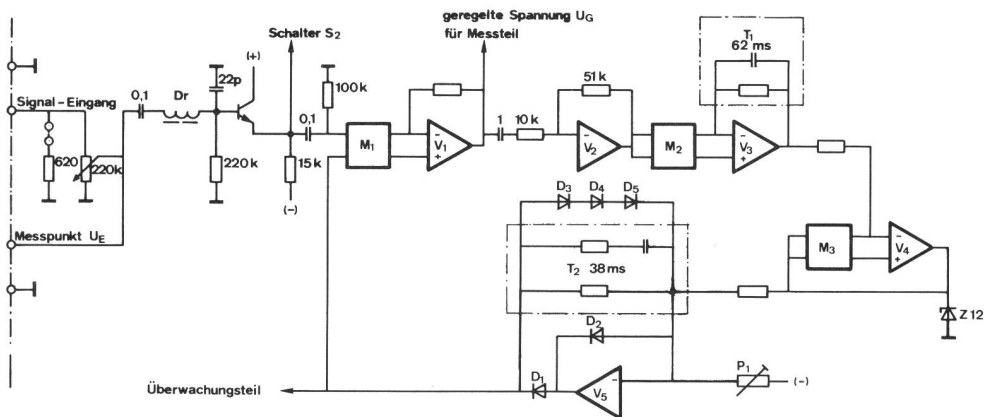


Fig. 7
Vereinfachtes Schaltbild des
Regelteils

würde zusammen mit dem Zahlenbeispiel zu Formel (7) und einer Messfrequenz von 800 Hz einen Klirrfaktor K_3 von etwa 7% ergeben. Sollen auch Klirrfaktoren unter 10% beurteilt werden, dann ist eine zusätzliche Filterung vor oder hinter dem Verstärker A_2 notwendig.

3 Technischer Schaltungsaufbau

Figur 6 zeigt das Blockschema des verwirklichten Gerätes, bei dem zwischen Regel-, Mess- und Überwachungsteil unterschieden wird. Ein integrierter Spannungsregler speist alle Stromkreise.

31 Regelteil

Er ist in Figur 7 vollständig dargestellt. Ein Emitterfolger (EF) in der Eingangsstufe bewirkt einen hohen Eingangswiderstand. Als Stellglied (ST) ist ein gewöhnlicher Analog-Multiplizierer eingesetzt. Vorversuche des Autors ergaben Eigenklirrfaktoren von etwa 0,2%. Als Vorteile gegenüber anderen Möglichkeiten [3], [4] sind das günstige Zeitverhalten und die einfache Einstellung des Arbeitspunktes zu erwähnen. Nicht kritisch ist in diesem Anwendungsfall der relativ schlechte Rauschabstand (≈ 45 dB unbewertet), da jener des Eingangssignals noch geringer ist.

Ebenfalls mit Analog-Multiplikatoren (M_2 , M_3) geschehen die nichtlinearen Operationen bei der Bildung des Effektivwertes. Die Radizierschaltung ist im Messteil unter 322 ausführlich analysiert.

Die Dioden D_1 , D_2 verhindern eine Mitkopplung, die bei negativer Regelspannung eintreten könnte.

Mit der Zeitkonstante T_2 ist die Regelspannung U_s zusätzlich gefiltert, damit der kubische Klirrfaktor nach (11) klein ($\approx 0,05\%$) bleibt. Er darf dann, verglichen mit den vorwiegend quadratischen Verzerrungen des Stellgliedes ($\approx 0,2\%$), vernachlässigt werden.

Der Sollwert der geregelten Spannung U_G am Ausgang des Stellgliedes wird mit P_1 auf ungefähr 1 V eingestellt. U_G schwankt dann innerhalb des Arbeitsbereiches von 50...500 mV um $\pm 2,5\%$. Figur 3 erinnert an die Beziehungen zwischen Eingangsspannung U_E , U_G und dem Arbeitsbereich.

Im Gebiet $U_E < U_{E1}$ begrenzen die Dioden D_3 , D_4 , D_5 die Regelspannung, um ein sinnloses Übersteuern des Verstärkers V_5 zu vermeiden.

32 Messteil (Figur 6)

321 Filter und Verstärker

Der Verstärkungsfaktor beider Stufen V_6 und V_7 wird mit dem Schalter S_1 dem Messbereich entsprechend eingestellt. Obschon drei Bandpassfilter eingesetzt sind, hat man auf den Hochpass nicht verzichtet, um eine genügende Dämpfung der Grundschwingung zu erreichen. Diese Massnahme führt zu einem Amplitudengang, wie ihn Figur 8 annähernd zeigt.

Nach [2] gilt für den Effektivwert unregelmässiger Störspannungen (auch Rauschen) der Ausdruck:

$$U_N = K_S \cdot \sqrt{\Delta f} \quad (12)$$

wobei Δf Bandbreite

K_S Konstante (bei reinem thermischen Rauschen

$$K_S = \sqrt{4 k T R}$$

Die drei Bandpassfilter erhöhen somit den Rauschabstand gemäss (12) und Figur 8 um etwa

$$10 \lg \frac{4200 - 1600}{3 \cdot 100} \approx 9,4 \text{ dB}$$

Ferner ist es möglich, die zweite, dritte oder vierte Harmonische einzeln zu registrieren. Die Wahl der Filter – es sind passive LC-Kombinationen mit einem Wellenwiderstand von 600Ω – geschieht jeweils mit den Schaltern S_3 , S_4 und S_5 .

Ist der Messbereichsschalter in Stellung «Eichen», so sind die Filter über Zweige mit äquivalenter Dämpfung umgangen. Diese Massnahme erlaubt eine Kontrolle der geregelten Spannung U_G .

Eine direkte Messung der Eingangsspannung (prüfen des Arbeitsbereiches) ermöglicht der Schalter S_2 . Die Spannung wird dazu am Emitterfolger abgenommen (siehe Figur 7).

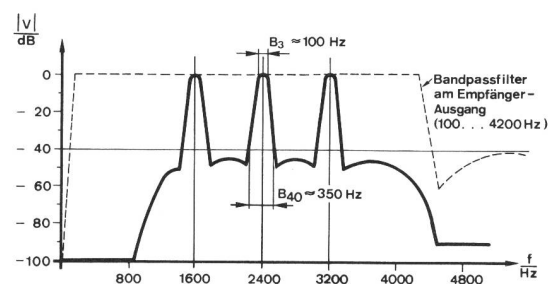


Fig. 8
Amplitudengang des Oberwellenmessteils

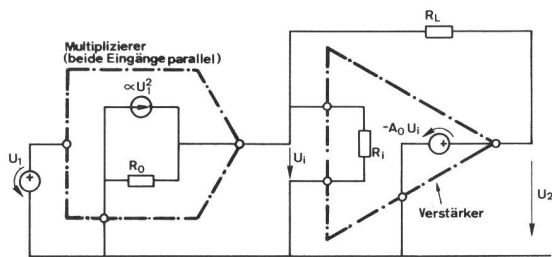


Fig. 9
Prinzipschaltbild des Quadrierers

322 Effektivwert

Von der verzerrten Spannung U_j ist der wirkliche Effektivwert zu bestimmen. Wie im Regelteil übernehmen auch hier Analog-Multiplikatoren in Verbindung mit linearen Verstärkern das Quadrieren und Radizieren. Eine bemerkenswerte Schaltung für letzteres ist in [5] zu finden. Thermische Verfahren, wie eines in [6] angewendet ist, sind aufgrund ihrer grossen Zeitkonstante (bis 5 s) für dieses Gerät ungeeignet.

Es sei hier kurz die Prinzipschaltung des *Quadrierers* analysiert (Figur 9).

Es ist

$$\alpha U_1^2 + \frac{U_2 - U_i}{R_L} - \frac{U_i}{R_i} - \frac{U_i}{R_0} = 0 \quad [\alpha] = \frac{A}{V^2}$$

$$U_2 = \frac{-\alpha R_L U_1^2}{1 + \frac{R_L}{A_0} \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_0} \right)} \quad (13)$$

$$U_2 \Big|_{A_0 \rightarrow \infty} = -\alpha R_L U_1^2 \quad (13a)$$

Gleichung (13) lässt den Einfluss der endlichen Leerlaufverstärkung A_0 beurteilen.

Das den Mittelwert bildende RC-Glied hat eine Zeitkonstante (T_3) von 47 ms.

Ist das Temperaturverhalten von Interesse, so wird die Aufgabe etwas umfangreicher. Dies zeigt die Analyse des *Radizierers* anhand des Ersatzschaltbildes in Figur 10.

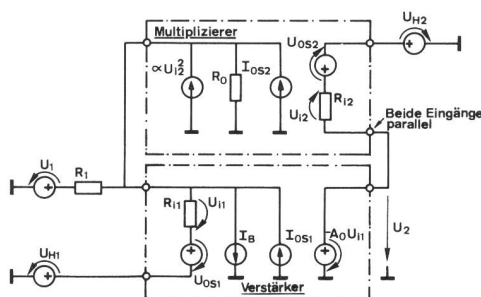


Fig. 10
Ersatzschaltbild des Radizierers

U_1	Eingangsspannung (temperaturabhängig)	} temperaturabhängig
U_2	Ausgangsspannung	
U_{H1}, U_{H2}	Hilfs- beziehungsweise Kompensationsspannungen	
U_{OS1}, U_{OS2}	Offsetspannungen	
I_{OS1}, I_{OS2}	Offsetströme	
α	Multiplikatorkonstante ($\approx 2,15 \cdot 10^{-6} A/V^2$)	
I_B	Biasstrom	
R_{i1}, R_{i2}	Eingangswiderstände	
R_0	Ausgangswiderstand des Multiplikators	
A_0	Leerlaufverstärkung des Verstärkers	

Unter den Bedingungen $U_1 < 0$ und $0 < U_2$ (Stabilität) wird ermittelt

$$U_2 = \frac{-1}{2 \alpha A_0 \cdot R_1} + U_{H2} + U_{OS2} + \sqrt{\frac{|U_1| - U_S}{\alpha \cdot R_1}} \quad (14)$$

Mit $R_0 \gg R_1$ und einigen Vernachlässigungen ist

$$U_S = -U_{H1} - U_{OS1} + R_1 (I_{OS1} + I_{OS2} - I_B)$$

Nach dem Abgleich mit U_{H1} und U_{H2}

$$U_2 = + \sqrt{\frac{|U_1|}{\alpha \cdot R_1}} \quad (14a)$$

Die beiden Widerstände R_M führen die Ausgangsspannung der Registereinrichtung zu.

Temperaturverhalten des Radizierers:

Der totale Differentialquotient für die Ausgangsspannungsdrift ist

$$\frac{dU_2}{d\vartheta} = \frac{dU_2}{dU_{OS2}} \cdot \frac{dU_{OS2}}{d\vartheta} + \frac{dU_2}{d\alpha} \cdot \frac{d\alpha}{d\vartheta} + \frac{dU_2}{dU_S} \cdot \frac{dU_S}{d\vartheta} + \frac{dU_2}{dU_1} \cdot \frac{dU_1}{d\vartheta}$$

$$= \frac{dU_{OS2}}{d\vartheta} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{|U_1| - U_S}{\alpha^3 \cdot R_1}} \cdot \frac{d\alpha}{d\vartheta}$$

$$- \frac{1}{2 \sqrt{\alpha R_1 (|U_1| - U_S)}} \cdot \left[\frac{dU_S}{d\vartheta} - \frac{dU_1}{d\vartheta} \right] \quad (15)$$

Wie ein Vergleich der Zahlenwerte in diesem Fall zeigt, dürfen der Temperaturkoeffizient von α und die Spannungsdrifte des Verstärkers (dI_{OS1} ; dU_{OS1}) unbeachtet bleiben.

Setzt man ferner

$$|U_1| - U_S = U_2^2 \cdot \alpha \cdot R_1$$

in (15) ein, so folgt für die Ausgangsspannungsdrift im Abgleichpunkt

$$\frac{dU_2}{d\vartheta} \approx \frac{dU_{OS2}}{d\vartheta} - \frac{1}{2\alpha U_2} \cdot \left[\frac{dI_{OS2}}{d\vartheta} - \frac{1}{R_1} \cdot \frac{dU_1}{d\vartheta} \right] \quad (15a)$$

Nun entspricht die vom Quadrierer stammende Eingangsspannungsdrift dU_1 etwa der Drift $dI_{OS2} \cdot R_1$ des Radizierers. Da sie sich teilweise kompensieren, sei hier nur eine Grösse berücksichtigt. Gewünscht ist, wie einleitend erwähnt, ein Anzeigebereich von 1:10. Mit (15a) wird für $U_2 = 1$ V am Aus-

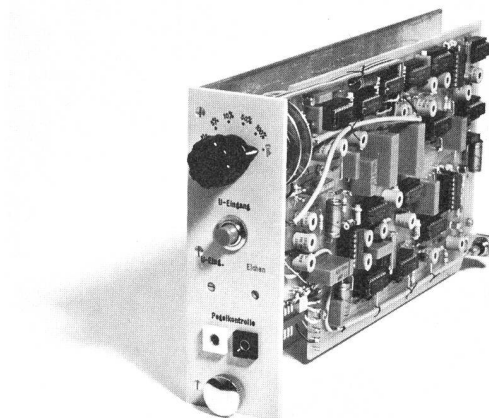


Fig. 11
Einschub mit Regel-, Überwachungs- und Messteil (ohne Filter)

gang des Radizierers eine Spannungsdrift von $\pm 8,4 \text{ mV/}^\circ\text{C}$ berechnet. Sie führt zu Anzeigegehlern, die unter 43 angegeben sind.

Im Regelteil bleibt diese Drift wesentlich kleiner, da die Ausgangsspannung des Radizierers immer annähernd 10 V ist.

33 Überwachungsteil (Fig. 6)

Der Überwachungsteil kontrolliert die Spannung U_s und dadurch die Eingangsspannung. Ist sie kleiner als der festgelegte Minimalwert U_{E1} (Fig. 3), so beeinflussen die beiden Transistoren (TR1, TR2) die Registereinrichtung. Es stehen zwei Möglichkeiten zur Wahl:

- Vollausschlag (mit Verbindung B)
- Nullanzeige (Beispiel in Figur 13)

Der festgelegte Maximalwert U_{E2} wird nicht überwacht, darf aber um 10 dB überschritten werden. Man muss dann allerdings einen Eigenklirrfaktor von 0,5...3% beachten.

Eine positive Speisespannung U_+ am Eingang P macht den Überwachungsteil unwirksam.

4 Fehlerbetrachtungen

41 Fehler infolge Variation der geregelten Spannung U_G

Nach (5a,b) Kapitel 242

$$\varepsilon_K(U_E) = \frac{\Delta K(U_E)}{K} \leq \pm 0,025$$

42 Kleiner Rauschabstand als Fehlerquelle

Der Einfluss wird anhand der Anordnung in Figur 12 untersucht.

Der selektive Messteil der Einrichtung reduziert die Rauschspannung U_N gemäss (12) und Figur 8 entsprechend dem Verhältnis

$$\sqrt{\frac{4200 - 100}{3 \cdot 100}} = 3,7 \text{ (11,3 dB)}$$

Es sei ein Rauschabstand D definiert

$$D = 20 \lg \sqrt{\frac{U_1^2 + U_2^2 + U_N^2}{U_N^2}} = 20 \lg \frac{U_E}{U_N} \quad (16)$$

Ein Vergleich des angezeigten Klirrfaktors

$$K = \frac{\sqrt{U_2^2 + \left(\frac{U_N}{3,7}\right)^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_N^2}} \cdot 100\% \quad (17a)$$

mit dem wirklichen Klirrfaktor

$$K^* = \frac{U_2}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2}} \cdot 100\% \quad (17b)$$

führt auf den relativen Fehler

$$\varepsilon_K(K^*, D) = \frac{K - K^*}{K^*} = \frac{\Delta K(K^*, D)}{K^*}$$

Die Gleichungen (16, 17) geben zusammen für den angezeigten Klirrfaktor K den Ausdruck

$$K = \left[\frac{\left(\frac{K^*}{100\%}\right)^2 \cdot \left(10^{\frac{D}{10}} - 1\right) + \frac{1}{3,7^2}}{10^{\frac{D}{10}}} \right]^{\frac{1}{2}} \cdot 100\% \quad (18a)$$

Mit $K^* > 0$ eingesetzt für den relativen Fehler

$$\varepsilon_K(K^*, D) = + \sqrt{1 + \frac{\left(\frac{100\%}{K^* 3,7}\right)^2 - 1}{10^{\frac{D}{10}}}} - 1 \quad (18b)$$

Angemessene Zahlenwerte sind

$$K^* = 5\% \quad \varepsilon_K(K^*, D) = + 0,13$$

$$D = 20 \text{ dB}$$

$$K^* = 10\% \quad \varepsilon_K(K^*, D) = + 0,031$$

$$D = 20 \text{ dB}$$

Ist $K^* = 0$, kann laut (18a) auch ein absoluter Fehler

$$K^0(D) = K(0, D) = \frac{1}{3,7 \cdot 10^{\frac{D}{20}}} \cdot 100\%$$

angegeben werden. Theoretische – und an einem Gerät gemessene – Werte sind in Tabelle I aufgeführt

Tabelle I. Theoretische und gemessene Fehler

$K^0(D)$	D mit (18c)	D gemessen
1 %	28,8 dB	27,3 dB
5 %	14,8 dB	14,2 dB
10 %	8,7 dB	7,8 dB

43 Fehler, verursacht durch Temperaturänderungen

Die Spannung U_2 in (15a) ist gleich dem gemessenen Klirrfaktor K. Es wird ein relativer Fehler

$$\varepsilon_K(\Delta \vartheta, \eta) = \frac{\Delta K(\Delta \vartheta)}{K}$$

als Funktion der Temperaturvariation und der normierten Anzeige

$$\eta = \frac{K}{K_B} = \frac{U_2}{U_{2B}}$$

eingeführt.

K_B Messbereich

U_{2B} maximale Ausgangsspannung des Radizierers.

Gleichung (15a) entsprechend umgeformt

$$\varepsilon_K(\Delta \vartheta, \eta) = \frac{1}{\eta U_{2B}} \cdot \frac{dU_{OS2}}{d\vartheta} \cdot \Delta \vartheta - \frac{1}{\eta^2 2\alpha U_{2B}^2} \cdot \left[\frac{dI_{OS2}}{d\vartheta} - \frac{1}{R_1} \cdot \frac{dU_1}{d\vartheta} \right] \cdot \Delta \vartheta \quad (19)$$

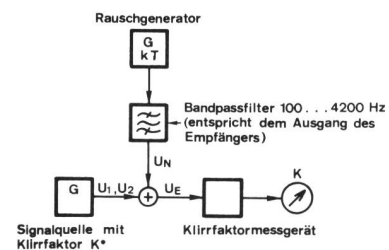


Fig. 12 Anordnung zur Diskussion des Rauschabstandes

Tabelle II gibt die Zahlenwerte gemäss (19) für eine Temperaturänderung von $\pm 10^\circ\text{C}$ an.

Tabelle II. Temperatureinfluss nach Gleichung 19 für Schwankungen von $\pm 10^\circ\text{C}$

$\eta = \frac{K}{K_B}$	$\varepsilon_K (\pm 10^\circ\text{C}, \eta) = \frac{\Delta K}{K}$
0	$\pm \infty$
0,1	$\pm 8,3 \cdot 10^{-2}$
0,2	$\pm 2,5 \cdot 10^{-2}$
0,3	$\pm 1,4 \cdot 10^{-2}$
0,5	$\pm 0,64 \cdot 10^{-2}$
0,7	$\pm 0,4 \cdot 10^{-2}$
1	$\pm 0,25 \cdot 10^{-2}$

44 Fehler bei der Bildung des Effektivwertes

Bei maximaler Ausgangsspannung an den nichtlinearen Elementen liegt dieser Fehler in der Grössenordnung $\pm 0,02$ [7]. Er darf im Regelteil für Eingangsspannungen mit einem Scheitelfaktor < 2 unbeachtet bleiben. Im Messteil nimmt er etwa umgekehrt proportional mit der normierten Anzeige η zu.

Das bedeutet

$$\varepsilon_K(\eta) = 0,02 \cdot \frac{K_B}{K} = \frac{0,02}{\eta}$$

5 Technische Daten

Die Anzeige- beziehungsweise Registriereinrichtung ist in den folgenden Angaben nicht berücksichtigt.

Eingangswiderstand	600 Ω oder 80 k Ω asymmetrisch
Eingangsspannung U_E für den Arbeitsbereich	50 mV...500 mV
Maximale Eingangsspannung	10 V
Eigenklirrfaktor	$< 0,5\%$ ($U_E < 500$ mV) $< 3\%$ ($U_E < 1,5$ V)
Messfrequenz	800 Hz Eingebaute wählbare Oberwellenfilter für 1600 Hz, 2400 Hz und 3200 Hz
Messbereich	1; 5; 10; 50; 100% (der 1%-Bereich dient zur Kontrolle des Eigenklirrfaktors)
Zulässiger Scheitelfaktor	2,5
Einstellzeit	< 200 ms
Ausgang für Registriereinrichtung	1 V an 1 k Ω
Relative Genauigkeit bezüglich Anzeige	$-0,05... + 0,1$
bei 50 mV $\leq U_E \leq 500$ mV	
Rauschabstand $D \geq 26$ dB	
Wirklicher Klirrfaktor $K^* = 5\%$	
Normierte Anzeige $\eta \approx 0,5$ (10%-Bereich)	
Temperaturvariation $\Delta\vartheta \leq \pm 10^\circ\text{C}$	
Scheitelfaktor ≤ 2	

Für andere Bedingungen ist der Fehler mit den Formeln in Kapitel 4 abzuschätzen.

Netzanschluss: 220 V $\pm 10\%$ < 10 VA

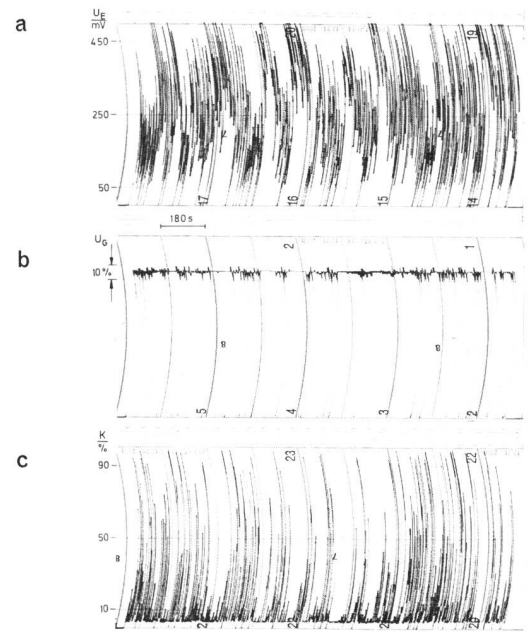


Fig. 13 a) Effektivwert der Eingangsspannung (800-Hz-Messton)
b) Geregelte Spannung nach dem Stellglied
c) Klirrfaktor der Eingangsspannung
Man beachte die Wirkungsweise des Überwachungsteils

Einen Teil der praktischen Ausführung zeigt Figur 11. Auf einem Einschub von 280 $\times$ 150 mm sind der Regel-, Überwachungs- und Messteil (ohne Filter) angeordnet.

6 Schlussbetrachtungen

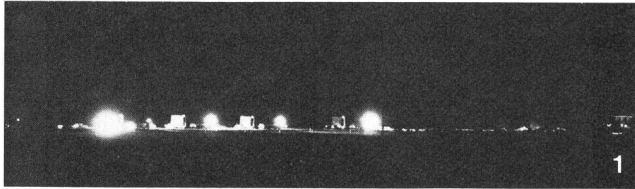
Das entwickelte Klirrfaktormessgerät hat sich während einer ersten Reihe von Übertragungsversuchen bewährt. Figur 13c zeigt als Beispiel die registrierten Verzerrungen eines 800-Hz-Messtones. Er wurde mit gewöhnlicher Amplitudenmodulation zur Nachtzeit über die Ionosphäre übertragen [1]. Auf die Wirkungsweise von Regel- und Überwachungsteil deuten die Figuren 13a und b hin.

Teilweise sind die Anzeigebereiche ungeschickt gewählt, da auf die Skaleneichung der vorgesehenen Registrierinstrumente Rücksicht genommen werden musste. Eine grössere Genauigkeit liesse sich durch sorgsamere Auswahl der nichtlinearen Schaltungen im Messteil erreichen.

Bibliographie

- [1] Hunkeler A. Erste Ergebnisse von Mittelwellen-Einseitenbandversuchsübertragungen über Steilstrahlantennen. Bern, Techn. Mitt. PTT 53 (1975) Nr. 11, S. 403... 410.
- [2] Küpfmüller K. Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung. Stuttgart (1968).
- [3] Korn J. Der indirekt geheizte Heissleiter als Stellglied für die Leitungsregelung in Trägerfrequenz-Weitverkehrssystemen. Berlin, NTZ 20 (1967) H. 4, S. 230.
- [4] Von Ow H.P. Der Feldeffekttransistor als steuerbares Element. Zürich, Bulletin SEV 60 (1969) Nr. 23, S. 1097.
- [5] Grüter H. Eine einfache Radizierschaltung mit grossem Frequenzbereich. München, Elektronik (1972) H. 12, S. 441.
- [6] Hewlett and Packard. RMS Voltmeter 3400A, Operating and Service Manual (1972).
- [7] Motorola. IC Seminar Notes May (1969).

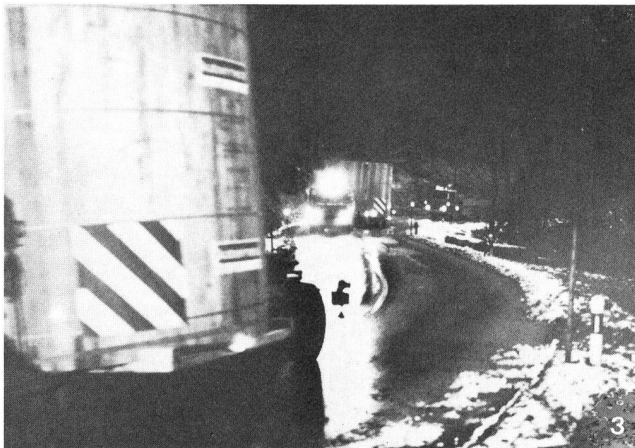
Schwertransport von Hannover nach Schwarzenburg



1



2



3



4

- 1 Gespenstisch leuchtend und blinkend, wie eine Reihe von Riesen-Leuchtkäfern, bewegt sich der Schwertransport durch die stockfinstere Dezembarnacht
- 2 Einer der vier 4,6 m breiten, von einem PTT-Lastwagen gezogenen Anhänger bei der Durchfahrt in Heimberg
- 3 Dicht aufgeschlossen passiert im ersten Morgengrauen der Konvoi die Schlucht hinter Wislisau beim Aufstieg nach Schwarzenburg
- 4 Nach dreitägiger Fahrt ist der Transport am Ziel – im Gelände des Kurzwellensenders Schwarzenburg – angekommen. Beim aufkommenden Tageslicht zeigen sich hier die gewaltigen Dimensionen des transportierten Gutes
- 5 Ablad der rund 13 Tonnen schweren Kabelhäspel, die je rund 700 m Flexwell-Koaxialkabel von 18 cm Durchmesser enthalten
(Fotos: A. Roulier, Bern)

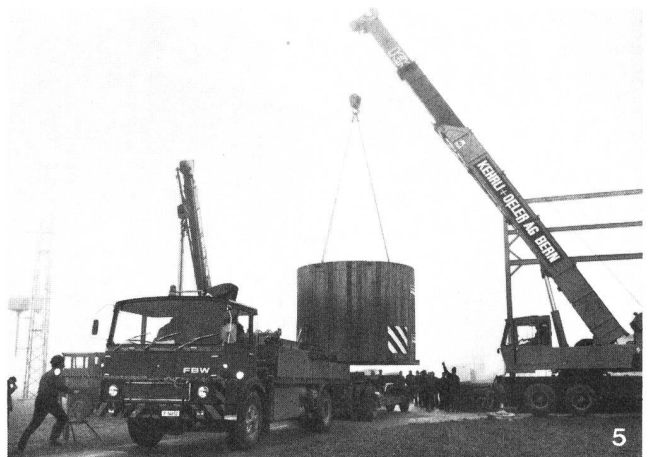
Sieben je rund 13 Tonnen schwere, 3,6 m breite und 4,5 m hohe Kabelhäspel mit Spezialkabel galt es im Dezember 1975 in zwei Schwertransporten vom Transportdienst der Abteilung Fernmeldematerial der Generaldirektion PTT vom Herstellerwerk in Hannover nach dem Kurzwellensender Schwarzenburg zu transportieren. Die ungewöhnlichen Ausmasse der Transportstücke erforderten den Einsatz von Tiefbettanhängern. Jeder Zug hatte ein Gewicht von rund 36 Tonnen, eine Breite von 4,6 m, eine Höhe von (beladen) 4,5 m und eine Länge von 19 m.

Dieser bisher grösste von den PTT selber ausgeführte Schwertransport beanspruchte drei Tage beziehungsweise drei Nächte vom Ausgangspunkt bis zum Ziel. Es durfte nur unter besonderen Vorkehrungen und unter dem Schutze der Polizei gefahren werden. In der Bundesrepublik konnte die Autobahn bis Basel benutzt werden, von dort aus musste sich der Schwertransport über das schweizerische Landstrassennetz der Kantone Basel-Stadt und -Land, Solothurn und Bern abwickeln. Die ganze Strecke hatte vorher eingehend auf Engpässe und die Tragfähigkeit der Brücken überprüft werden müssen.

Unsere Bilder, die wir anlässlich des ersten Transports auf der Strecke von Zollikofen über Grosshöchstetten, Oberdiessbach, Heimberg, Seftigen, Mühlethurnen nach Schwarzenburg in einer stockfinsternen, unfreundlichen Dezembarnacht aufnahmen, mögen einen Eindruck von diesem ungewöhnlichen Transport vermitteln.

Angeführt von zwei Polizeifahrzeugen und dem Wagen des Transportchefs, bewegte sich die mit zahlreichen Blinklichtern versehene Fahrzeugkolonne der vier Lastwagen mit ihren unförmig beladenen Anhängern gespenstisch über die zu früher Morgenstunde noch fast menschenleeren Landstrassen Schwarzenburg zu. Hier wurde die kostbare, schwere Last abgeladen. Die Flexwell-Koaxialkabel harren nun im Rahmen der Modernisierung des Kurzwellensendezentrums Schwarzenburg ihres Einsatzes.

ko.



5