Zeitschrift: Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe = 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 Telegrafenbetriebe

Band: 48 (1970)

Heft: 7

Artikel: Einige Entwicklungen für den schweizerischen Autoruf

Autor: Herren, Hanspeter

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-876062

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: 15.07.2025

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

Einige Entwicklungen für den schweizerischen Autoruf

Hanspeter HERREN, Bern

621.396.931.001.6(494)

Zusammenfassung. *Ein Regelverstärker und ein Impulsformer, die in die Modulationszuleitungen der Autorufsender geschaltet sind, werden beschrieben. Der Regelverstärker kompensiert Pegelschwankungen der drahtlosen Modulationszuleitungen, der Impulsformer erzeugt eine vorgeschriebene Hüllkurve der Rufimpulse. Beide Geräte sind volltransistorisiert; sie sind von der Abteilung Forschung und Versuche der GD PTT entwickelt worden.*

Quelques travaux de développement pour l'appel-auto helvétique

Résumé. *On décrit ici un amplificateur-régulateur et un formateur d'impulsions branchés sur les circuits d'amenée de la modulation de l'émetteur d'appel-auto. L'amplificateur-régulateur compense les variations de niveau des faisceaux hertziens d'amenée alors que le formateur d'impulsions engendre une courbe enveloppante imposée des impulsions d'appel. Les deux appareils sont entièrement transistorisés; ils ont été développés par la division des recherches et des essais de la DG PTT.*

Alcuni lavori di sviluppo per la chiamata automobili svizzera

Riassunto. *Si descrivono un amplificatore di regolazione e un formatore d'impulsi, intercalati sulle linee d'adduzione della modulazione del trasmettitore di chiamata automobili. L'amplificatore di regolazione compensa le variazioni di livello dei circuiti d'adduzione su ponti radio; il formatore d'impulsi genera una curva inviluppo imposta degli impulsi di chiamata. I due apparecchi, integralmente transistorizzati, sono stati sviluppati dalla divisione ricerche ed esperimenti della DG PTT.*

1. Einleitung

Die PTT-Betriebe schufen zusammen mit der Industrie einen einseitigen, selektiven Funkruf für Autofahrer. Einseitiger Funkruf heisst, dass ein Ruf nur vom öffentlichen Telephonnetz aus über Sender zum Autofahrer übertragen werden kann. Heute umfasst das Netz acht über die Schweiz verteilte Autorufsender. Diese Sender moduliert man über drahtlose Modulationszuleitungen von der Autorufzentrale Bern aus [1].

Leider stellte man fest, dass die Modulationspegel unstabil waren, was eine saubere Amplitudenmodulation der Sender verunmöglichte [2]. Um diese Modulationspegelschwankungen zu beseitigen und den Rufimpulsen die vorgeschriebene Hüllkurve zu geben, hat man zwei volltransistorisierte Geräte entwickelt: den Regelverstärker und den Impulsformer *(siehe Figur 1)*. Die Ein- und Ausgangsspannungen des Regelverstärkers und des Impulsformers zeigt *Figur 2*.

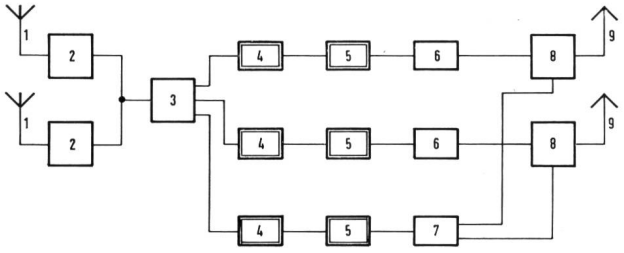

Fig. 1
Blockschema einer Autorufsendeanlage

1 = Empfangsantennen der drahtlosen Modulationszuleitung
2 = Empfänger der drahtlosen Modulationszuleitung
3 = Gabel
4 = Regelverstärker
5 = Impulsformer
6 = Laufzeitketten
7 = Modulationsüberwachung
8 = Autorufsender
9 = Autorufsendeantennen

2. Der Regelverstärker [3]

2.1 Daten des Regelverstärkers

Frequenzbereich	190...1300 Hz
Eingangswechselspannung	0...– 15 dBm
Ausgangswechselspannung	0...± 0,3 dBm
Klirrfaktor	≤ 2%
Ein- und Ausgangswiderstand	600 Ω
Speisespannung stabilisiert	20 V
Stromaufnahme	70 mA
Temperaturbereich	0...+ 50 °C
Abmessungen	40 × 125 × 165 mm

Die Speisespannung leitet die Stabilisierschaltung von der allgemeinen 48-V-Versorgungsspannung des Autorufsenders ab. Diese Schaltung ist ebenfalls in ein Gehäuse mit den Abmessungen 40 × 125 × 165 mm eingebaut.

2.2 Beschreibung des Regelverstärkers (Figur 3 und 4)

Den Kern des Regelverstärkers bilden der Gleichrichter 1 zur Regelspannungserzeugung, eine passive, nichtlineare und eine aktive, lineare Regelstufe, bestückt mit Feldeffekttransistoren (FET). Diese sind als steuerbare Widerstände geschaltet. Die passive, nichtlineare Regelstufe 1 regelt den grössern Teil der Schwankungen der Eingangswechselspannung aus. Die aktive, lineare Regelstufe 2 verstärkt das Ausgangssignal der Regelstufe 1 und erzeugt zugleich die gewünschte Amplitudenkonstanz von besser als ± 0,5 dB. Aufbau und Eigenschaften der Regelstufen werden später eingehender betrachtet.

Am Ausgang der Regelstufe 2 ist der Verstärker 1 angeschlossen. Er addiert die Ausgangswechselspannung der Regelstufe 2 und des Verstärkers 4, so dass die gewünschte Regelspannungsänderung entsteht.

Der Verstärker 4 darf keine Phasendrehung erzeugen, er muss möglichst rückwirkungsfrei sein, damit die Verstärker 1

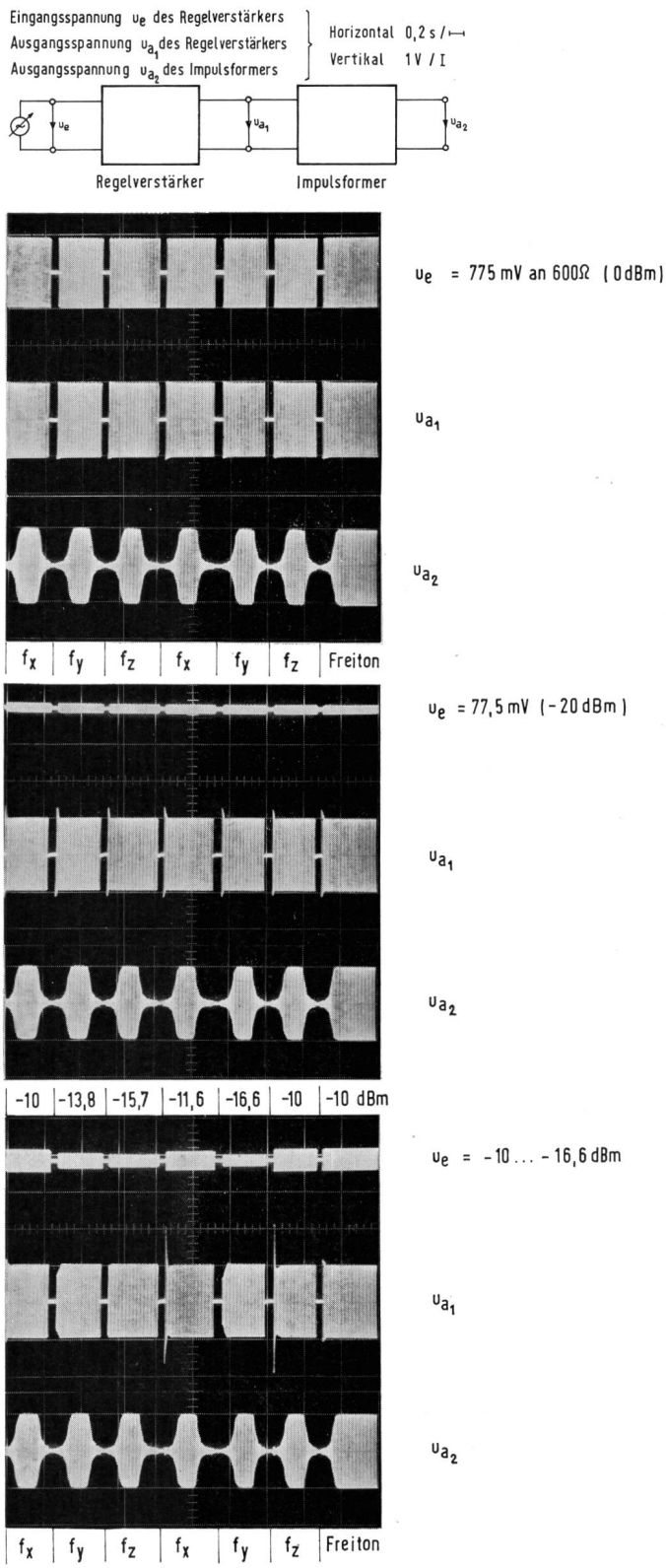

Fig. 2
Ein- und Ausgangsspannungen des Regelverstärkers und des Impulsformers

und 4 über die Regelstufen 1 und 2 keinen Oszillator bilden. Diese Eigenschaften hat die verwendete Basisschaltung. Nach dem Gleichrichter 1 ist ein Tiefpass angeordnet, der die Restwechselspannung halbiert. Dadurch entsteht eine genügend geglättete Regelspannung für die Regelstufen 1 und 2. Auf den Gleichrichter 1 folgt der Verstärker 2, der die richtige Spannung zur Aussteuerung des Differentialverstärkers erzeugt und zugleich den Gleichrichter 1 sehr wenig belastet. Der Differentialverstärker und der Verstärker 3 zusammen stellen die Regelspannungen für die Regelstufen 1 und 2 her. Der Verstärker 5 verstärkt das Ausgangssignal des vom Eingang her direkt gespeisten Verstärkers 4, so dass am Ausgang des Gleichrichters 2 eine genügend grosse Gleichspannung zum Kippen des emittergekoppelten Schmitt-Triggers entsteht. Dieser verbleibt 250 ms in der einen und 50 ms in der andern Lage, er wird also durch die Eingangswechselspannung gekippt. Die Ausgangsspannungen des Schmitt-Triggers werden für die Schalter im Gleichrichter 1 benötigt. Der Verstärker 6 verstärkt das Ausgangssignal von Verstärker 1 auf 0 dBm und hat zugleich den geforderten Innenwiderstand von 600 Ω. Spannungsverstärkung und Innenwiderstand sind mit zwei Potentiometern (P_9 und P_{10}) auf ihren Sollwert einstellbar.

2.2.1 Gleichrichter 1 und Tiefpass

Einerseits muss der Gleichrichter 1 Wechselspannungen mit der Frequenz 190 Hz noch gut gleichrichten (erfordert ein möglichst grosses τ, $\tau = RC$, *Figur 5*), anderseits soll die Ausgangsgleichspannung U rasch den Änderungen der Eingangswechselspannung Δu_e folgen (erfordert ein möglichst kleines τ). Im weitern ist das Eingangssignal getastet (250 ms Signal, 50 ms Pause), trotzdem soll die Gleichspannung U während den Signalpausen nicht zu stark absinken, um die Verstärkung des Regelverstärkers nicht unnötig zu erhöhen. Dadurch können Einschwingvorgänge der Ausgangswechselspannung klein gehalten werden.

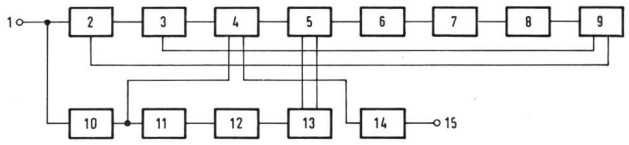

Fig. 3
Blockschema des Regelverstärkers

1 = Eingang
2 = Regelstufe 1
3 = Regelstufe 2
4 = Verstärker 1
5 = Gleichrichter 1
6 = Tiefpass
7 = Verstärker 2
8 = Differentialverstärker
9 = Verstärker 3
10 = Verstärker 4
11 = Verstärker 5
12 = Gleichrichter 2
13 = Schmitt-Trigger
14 = Verstärker 6
15 = Ausgang

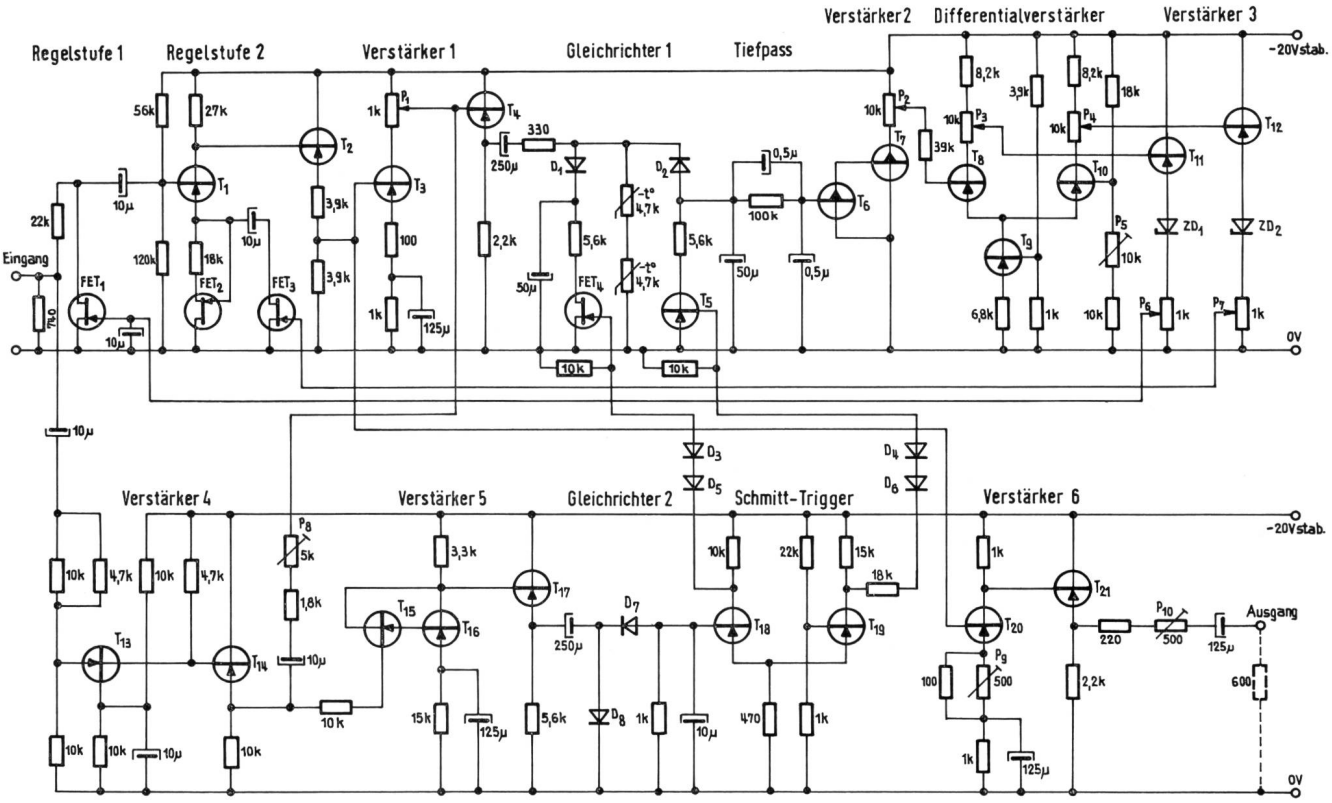

Fig. 4
Schema des Regelverstärkers

Die Zeitkonstante $\tau = 280$ ms wurde so gewählt, dass die Gleichspannung U genügend rasch den zu erwartenden Änderungen der Eingangswechselspannung Δu_e folgen kann, aber die entstehende Gleichspannung U, vor allem bei tiefen Ruffrequenzen, noch zu wenig geglättet wird. Die entstehende Restwechselspannung u_{a_R} vermindert der am Gleichrichter 1 angeschlossene Tiefpass *(Figur 6)*. Dieser muss zugleich Gleichspannungssprünge übertragen. Die Formeln des Tiefpasses lauten:

$$\tau_1 = R_1 C_1 \qquad \tau_2 = R_1 C_2$$

$$u_{a_R}/u_a = \sqrt{\{1 + (\omega \tau_1)^2\} / 1 + \{\omega (\tau_1 + \tau_2)\}^2} \qquad (1)$$

$$f_g = 1 / 2\pi \sqrt{0{,}5 / 0{,}5 \tau_2^2 - 0{,}5 \tau_1^2 + \tau_1 \tau_2} \qquad (2)$$

$$\Delta U \text{ positiv: } U_A / U = 1 - (C_2 / C_1 + C_2) \exp(-t / \tau_1 + \tau_2) \qquad (3)$$

$$\Delta U \text{ negativ: } U_A / U = (C_2 / C_1 + C_2) \exp(-t / \tau_1 + \tau_2) \qquad (4)$$

Aus den Formeln (1)...(4) ist ersichtlich, dass die Restwechselspannung u_{a_R} halbiert und ein Gleichspannungssprung ΔU bis zur Hälfte seiner Amplitude verzögerungsfrei übertragen wird, wenn man die Grenzfrequenz f_g genügend klein und $C_1 = C_2$ wählt.

Um die Abnahme der Gleichspannung U während der Eingangssignalpausen zu verringern, isolieren zwei Transistorschalter (FET_4 und T_5, Figur 5) die beiden Widerstände R von der Erde. Die beiden Transistorschalter

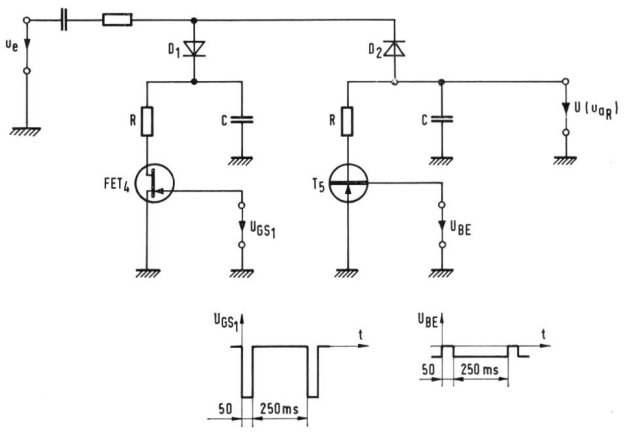

Fig. 5
Gleichrichter 1

werden vom Schmitt-Trigger gesteuert. Auf diese Weise konnten die zu Beginn dieses Abschnittes aufgestellten Forderungen praktisch erfüllt werden.

2.2.2 Regelstufe 1

Die Regelstufe 1 ist ein variabler Spannungsteiler, gebildet mit dem festen Widerstand R_2 und dem symmetrischen Sperrschicht-Feldeffekttransistor FET_1, der als variabler, spannungsgesteuerter Widerstand dient. Bei einem FET mit kleinem I_{DSS} ist der Quotient $\Delta r_{DS}/\Delta U_{GS}$ für $U_{GS} = -0{,}5 \ldots -1{,}1$ V grösser als bei einem FET mit grösserem I_{DSS}. Der verlangte Regelbereich des Regelverstärkers erfordert einen FET_1 mit einem I_{DSS} von ungefähr 3 mA.

Für den Drain-Source-Widerstand r_{DS_1} von FET_1 gilt:

$$r_{DS_1} = r'_{DS_1} / 1 - U_{GS_1} / U_{p_1} \qquad (5)$$

r_{DS} = Drain-Source-Widerstand
U_{GS} = Gate-Source-Spannung
I_D = Drain-Strom
I_{DSS} = Drain-Strom bei $U_{GS} = 0$ V
r'_{DS} = Drain-Source-Widerstand bei $U_{GS} = 0$ V, gemessen mit f = 1 kHz
U_p = notwendige Gate-Source-Spannung, damit $I_D = 1 \mu A$ wird.

Die Dämpfung a des variablen Spannungsteilers kann berechnet werden:

$$a = r_{DS_1} / R_2 + r_{DS_1} = r'_{DS_1} / (1 - U_{GS_1} / U_{p_1}) R_2 + r'_{DS_1} \qquad (6)$$

Die mit Formel (6) berechnete und die gemessene Dämpfung a zeigt *Figur 7*. Deutlich erkennt man den nichtlinearen Zusammenhang zwischen Dämpfung a und Regelspannung U_{GS_1} der Regelstufe 1.

2.2.3 Regelstufe 2

Die Regelstufe 2 ist eine Verstärkerstufe in Emitterschaltung mit variabler Serie-Serie-Gegenkopplung. Der FET_2 und der Widerstand R_3 dienen als Konstantstromquelle für den Emitterstrom von Transistor T_1. Als variabler, spannungsgesteuerter Gegenkopplungswiderstand ist FET_3 eingesetzt. FET_3 muss ein I_{DSS} von ungefähr 10 mA aufweisen. Die Spannungsverstärkung v lässt sich wie folgt berechnen:

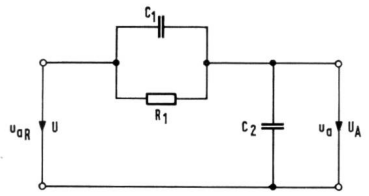

Fig. 6
Tiefpass

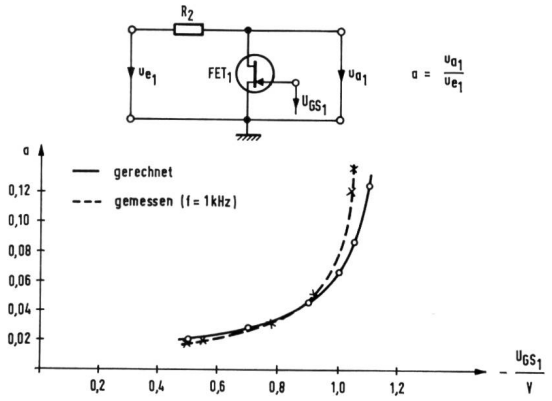

Fig. 7
Regelstufe 1

$$v = -h'_{21} R_L / h'_{11} + \Delta h' R_L \qquad (7)$$

$$\left.\begin{aligned} h'_{11} &\cong h_{11} + r_{DS}(1 + h_{21}) \\ h'_{12} &\cong h_{12} + r_{DS} h_{22} \\ h'_{21} &\cong h_{21} \\ h'_{22} &\cong h_{22} \end{aligned}\right\} \qquad (8)$$

$$r_{DS_2} = r'_{DS_2} / 1 - U_{GS_2} / U_{p_2} \qquad (9)$$

Unter (8) sind die Umrechnungsformeln für die Vierpol-h-Parameter der gegengekoppelten Regelstufe 2 angegeben.

Die Formeln (8) in Formel (7) eingesetzt:

$$v = -h_{21} R_L / h_{11} + r_{DS_2}(1 + h_{21}) + \Delta h' R_L \qquad (10)$$

Formel (9) in Formel (10) eingesetzt:

$$v = -h_{21} R_L / h_{11} + (r'_{DS_2} / 1 - U_{GS_2} / U_{p_2})(1 + h_{21}) + \\ + \Delta h' R_L \qquad (11)$$

$$\Delta h' = h'_{11} h'_{22} - h'_{12} h'_{21}$$

Um einen besseren Überblick über den Zusammenhang zwischen der Regelspannung U_{GS_2} und der Spannungsverstärkung v zu erhalten, wird Formel (11) vereinfacht. Da $h_{11} > \Delta h' R_L$ ist, folgt:

$$v^* = -h_{21} R_L (1 - U_{GS_2} / U_{p_2}) / h_{11} (1 - U_{GS_2} / U_{p_2}) + \\ + r'_{DS_2}(1 + h_{21}) \qquad (12)$$

Mit $r_{DS_2}(1 + h_{21}) > h_{11}(1 - U_{GS_2} / U_{p_2})$ kann Formel (12) weiter vereinfacht werden. Es ist zu beachten, dass der Fehler von v* wächst, wenn U_{GS_2} gegen 0 V geht:

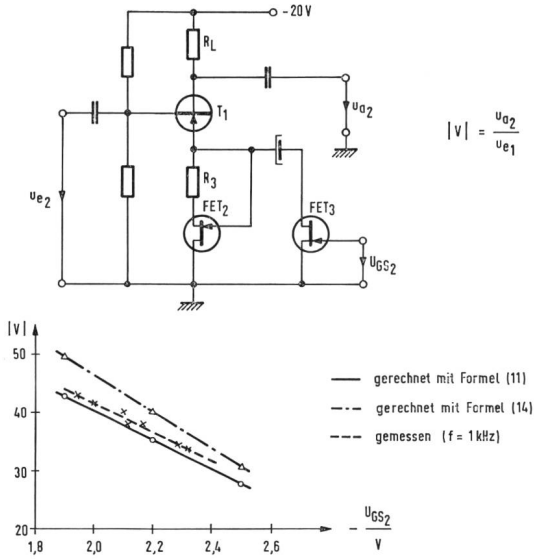

Fig. 8
Regelstufe 2

$$v^* = -h_{21} R_L (1 - U_{GS_2}/U_{p_2}) / r'_{DS_2} (1 + h_{21}) \qquad (13)$$

Mit $h_{21} \gg 1$ erhält man:

$$v^* = -R_L / r'_{DS_2} (1 - U_{GS_2}/U_{p_2}) \qquad (14)$$

Die Formel (14) zeigt, dass ein linearer Zusammenhang zwischen der Spannungsverstärkung v und der Regelspannung U_{GS_2} besteht. Aus *Figur 8* ersieht man, dass die Steigung der mit Formel (14) berechneten Geraden grösser ist als bei der gemessenen und der mit Formel (11) berechneten. Wenn man beachtet, dass der Fehler – wie bereits früher erwähnt – mit abnehmender $|U_{GS_2}|$ -Spannung grösser wird, so ist dieser Steigungsunterschied erklärt. Weil sämtliche Vernachlässigungen im Nenner ausgeführt wurden, ergibt Formel (14) eine zu grosse Spannungsverstärkung v*.

2.2.4 Speisespannungsstabilisierschaltung (Figur 9)

Da die Regelspannungen für die beiden FET-Regelstufen von der Speisespannung direkt beeinflusst werden, muss – um ungewollte Verstärkungsänderungen des Regelverstärkers zu verhindern – die Speisespannung konstant sein.

Die erste, einfache Stufe reduziert und stabilisiert die Gleichspannung von 48 V auf 30 V. Die nachfolgende Schaltung erzeugt genau die gewünschte Speisespannung von 20 V für den Regelverstärker. Die Schaltung ist temperaturkompensiert, indem der positive Temperaturkoeffizient der 6,2-V-Zenerdiode den negativen Temperaturkoeffizienten der Emitterdiode des Regeltransistors 2N 2905 kompensiert. So konnte die Ausgangsgleichspannungsänderung im Temperaturbereich – 10...+ 60 °C auf ± 50 mV begrenzt werden.

3. Der Impulsformer [4] [5]

Der Impulsformer bildet die rechteckförmige Hüllkurve des Eingangssignals in eine vorgeschriebene Hüllkurve nach *Figur 10* um. Ferner muss er mit der Freitonfrequenz automatisch auf eine Verstärkung von 0 dB umschalten, so dass die volle Amplitude des Freitones bis zum Beginn der nächsten Rufimpulse – nicht nur während ungefähr 90 ms – den Impulsformer passieren kann. Diese Umschaltung übernimmt der eingebaute Freitonumschalter.

3.1 Daten des Impulsformers

Ruffrequenzbereich	192...1155 Hz
Freitonfrequenz	1253 Hz
Eingangswechselspannung	0 dBm
Ausgangswechselspannung	0 ± 0,15 dBm
Klirrfaktor	1,5%
Ein- und Ausgangswiderstand	600 Ω
Speisespannung	48 V
Stromaufnahme	38 mA
Temperaturbereich	0...+ 50 °C
Abmessungen	80 × 125 × 165 mm

3.2 Beschreibung des Impulsformers (Figur 11 und 12)

Am Eingang des Impulsformers ist der Verstärker 1 angeordnet, der das getastete Eingangssignal 3,7fach verstärkt. Mit jedem Rufimpuls entsteht am Ausgang des anschliessenden Gleichrichters 1 ein negativer Gleichspannungssprung, der differenziert wird und den in der Ruhelage gesperrten zweiten Transistor im monostabilen Multivibrator (MMV) leitend macht. Dadurch kippt dieser und kehrt nach 170 ms in die Ruhelage zurück. Die annähernd rechteckförmige Ausgangsspannung des MMV formt das folgende

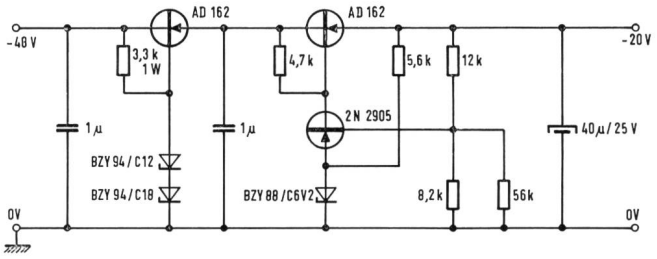

Fig. 9
Speisespannungsstabilisierschaltung

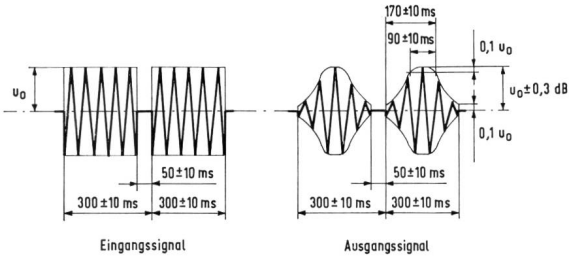

Fig. 10
Ein- und Ausgangssignal des Impulsformers

RC-Glied in eine sägezahnähnliche Spannung um, mit der schliesslich über den Verstärker 2, die Induktivität L_1 und den 10-kΩ-Widerstand, der Widerstand der Diode OA128 zur Amplitudenregelung der getasteten Eingangswechselspannung gesteuert wird. Die Anstiegs- und Abfallzeit der Hüllkurvenflanke ist vorwiegend durch das RC-Glied bestimmt. Die Induktivität L_1 im Steuerzweig der Diode OA 128 dämpft Steuerstromspitzen, die beim Kippen des MMV entstehen. Das Eingangssignal wird über einen (im Vergleich mit dem Diodenwiderstand) hochohmigen Widerstand ebenfalls an die Diode OA128 gelegt. Über diese Diode und den parallelgeschalteten 1-kΩ-Widerstand entsteht das gewünschte Ausgangssignal, das aber noch dem Spannungsabfall überlagert ist, der durch Diodenwiderstand, parallelgeschalteten 1-kΩ-Widerstand und Steuerstrom I gebildet wird. Der als Hochpass wirkende Verstärker 3 hat die Aufgabe, das Nutzsignal vom unerwünschten Spannungsabfall zu trennen und das Nutzsignal so zu verstärken, dass zusammen mit dem Verstärker 4 eine Gesamtverstärkung des Impulsformers von 0 dB entsteht. Der Verstärker 4 reduziert den Innenwiderstand des Impulsformers durch die Serie-Parallel-Gegenkopplung (Transformatorwicklung in der Emitterleitung) unter 600 Ω. Diese Massnahme drängte sich auf, weil der Innenwiderstand durch einen Transistorwechsel im Verstärker 3 oder 4 bis zu 20% verändert wird. Diese Änderung kann mit dem im Ausgangskreis angeordneten Widerstand ausgeglichen werden.

Mit dem Schalter S_2 lässt sich der Impulsformer überbrücken.

3.2.1 Die Reglerschaltung (Figur 13)

Das Element zur Amplitudenregelung, das die vorgeschriebene Hüllkurve formt, ist die Diode OA 128. Der Widerstand R einer Halbleiterdiode kann mit einem Steuerstrom I folgendermassen beeinflusst werden:

$$R = kT / e\,(I + I_s) \cong 25\,\text{mV}/I + I_s$$

$$(kT / e \cong 25\,\text{mV bei } 18°\text{C})$$

k = Boltzmannsche Konstante ($1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Ws/°K)
T = absolute Temperatur in °K
e = Ladung des Elektrons ($1{,}6 \cdot 10^{-19}$ As)
I = Steuerstrom
I_s = Sättigungsstrom der Diode

Man sieht, dass der Sättigungsstrom I_s, der sich bei Germaniumdioden ungefähr alle 9 °C verdoppelt, vor allem bei kleinem Steuerstrom I und erhöhter Umgebungstemperatur einen Einfluss auf den Diodenwiderstand ausübt. Um diesen Sättigungsstromeinfluss möglichst klein zu halten, wurde die Siliziumdiode OA128 eingesetzt. (Die Siliziumdioden haben bei gleicher Umgebungstemperatur einen viel kleineren Sättigungsstrom I_s als die Germaniumdioden.) Ferner ist der Diode ein 1-kΩ-Widerstand parallelgeschaltet, damit bei der grössten Ausgangsamplitude (kleinster Steuerstrom I, grösster Diodenwiderstand) der Gesamtwiderstand vorwiegend durch den 1-kΩ-Widerstand bestimmt wird. Der parallelgeschaltete 15-kΩ-NTC-Widerstand kompensiert umgebungstemperaturbedingte Diodenwiderstandsänderungen.

3.2.2 Der Freitonumschalter (Figur 11 und 12)

Der Freitonumschalter ist ein selektiver Schalter, der auf die Freitonfrequenz anspricht.

Das Eingangssignal wird nach dem Verstärker 1 über eine Trennstufe in Kollektorschaltung an den Hochpass gelegt. Dieser ist ein Zobelfilter, bestehend aus einem T- und einem versteilerten T-Glied (f_g = 1200 Hz, z_w = 2 kΩ). Am Hochpass ist der Gleichrichter 2 angeschlossen. Die negative

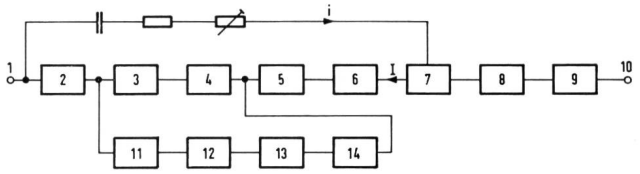

Fig. 11
Blockschema des Impulsformers

1 = Eingang
2 = Verstärker 1
3 = Gleichrichter 1
4 = monostabiler Multivibrator
5 = RC-Glied
6 = Verstärker 2
7 = Reglerschaltung
8 = Verstärker 3
9 = Verstärker 4
10 = Ausgang
} Erzeugung der Hüllkurve

11 = Trennstufe
12 = Hochpass
13 = Gleichrichter 2
14 = Schmitt-Trigger mit Schalter
} Freitonumschalter

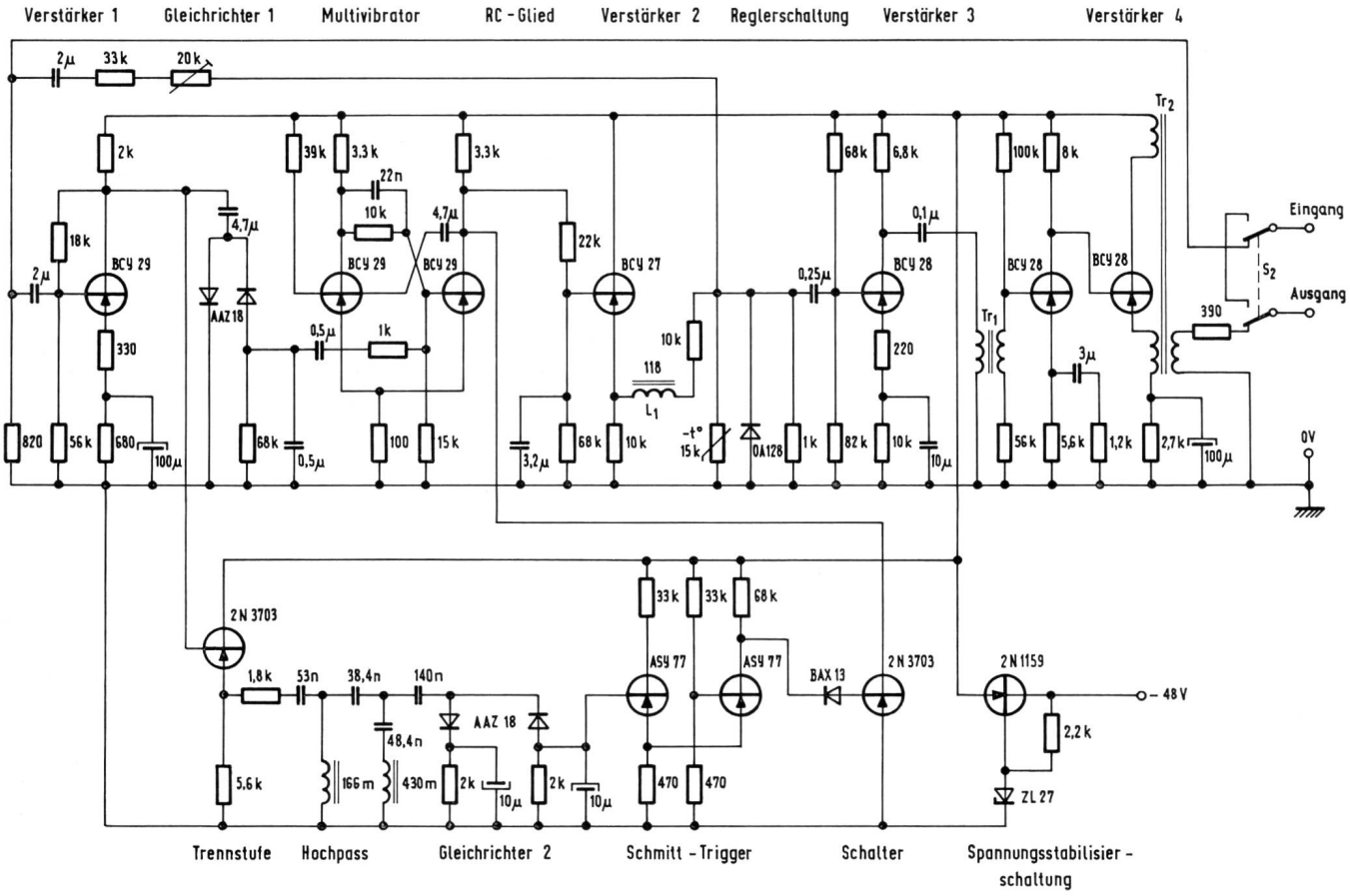

Fig. 12
Schema des Impulsformers

Ausgangsspannung des Gleichrichters kippt den Schmitt-Trigger, der eine Schwelle für – 0,4 V eingebaut hat. Im Ruffrequenzbereich (Hochpass sperrend) ist der linke Transistor des Schmitt-Triggers gesperrt und der rechte leitend. Wenn der Freiton eintrifft, wird die Spannung an der Basis des linken Transistors negativer als – 0,4 V (Hochpass durchlässig). Der Schmitt-Trigger kippt, so dass der Transistor links leitend, jener rechts gesperrt ist. Dadurch setzt der jetzt leitende Transistorschalter die Kollektorspannung des zweiten Transistors im MMV herab. Die Diode OA 128 im Impulsformer wird hochohmig und lässt die volle Amplitude des Freitons passieren.

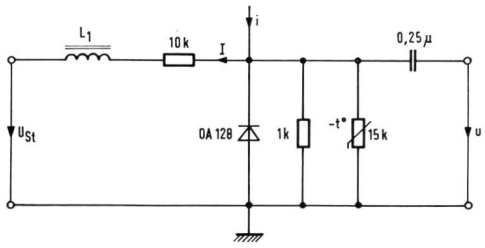

Fig. 13
Reglerschaltung

Literaturverzeichnis

[1] *Wey E.* Das nationale Autorufnetz der Schweiz. Techn. Mitteilungen PTT 1967, Nr. 5, S. 232...236.

[2] *Grüssi O.* Die Stabilisierung des Modulationspegels im schweizerischen Autorufnetz. PTT-Bericht V 31.758, Bern 1967.

[3] *Herren Hp.* Regelverstärker für den Autoruf. PTT-Bericht V 37.089, Bern 1969.

[4] *Hauri E. u. Herren Hp.* Impulsformer für Autorufimpulse. PTT-Bericht V 37.046, Bern 1964.

[5] *Herren Hp. u. Buser H.* Freitonumschalter im Impulsformer für Autorufimpulse. PTT-Bericht V 37.073, Bern 1967.