Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 53 (1962)

Heft: 3

Artikel: Eigenschaften und Anwendungen des Mesa-Transistors

Autor: Hirschmann, W.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-916906

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: 16.12.2025

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

Ein geschlossenes Eisenrohr von 1,5 mm Wandstärke und 100 mm Umfang hat, wie oben gerechnet, eine Induktivität L von etwa 0,1 H/km. Somit wird bei 50 Hz:

$$\omega L = 31{,}4 \cdot 10^{-3}\ \Omega/\mathrm{m} = 31{,}4\ \Omega/\mathrm{km}$$

Verglichen mit einem Ohmschen Längswiderstand R_a von etwa 1 Ω/km ist die Reaktanz ωL bereits rund 30mal grösser. Der Teilstrom I_i im inneren Leiter wird dadurch praktisch bereits rein induktiv und beträgt rund ein Dreissigstel des Gesamtstromes I, solange $\mu \approx 5000$ gilt, d.h. solange keine Sättigung des Eisens besteht. Da dies der Fall wird bei etwa 100 A (Scheitelwert) im inneren Leiter, so bildet der kombinierte Mantel mit etwa 1 Ω/km für R_i und R_a bis zu Gesamtströmen von $30 \cdot 100 = 3000$ A (Scheitelwert) eine praktisch vollkommene Abschirmung mit nur etwa 100 V/km Längsspannung (Scheitelwert). Für grössere Erdströme muss R_a kleiner gemacht werden, für 12000 A (Scheitelwert) z.B. viermal. Dies ist noch mit einem bescheidenen Aufwand von Kupferbändern oder Kupferdrähten unter dem Bleimantel möglich. Der kombinierte Schirm scheint jedenfalls auch für niederfrequente Erdströme wesentlich günstiger zu sein als alle bisherigen Ausführungen ohne Eisenkern zwischen den Leitern.

Versuche an einem Kabelmuster, die von der FKH in der Versuchsstation Däniken durchgeführt wurden, haben das günstige Resultat bestätigt. Dabei war die Zwischenschicht aus Eisen nicht als magnetischer Schirm, sondern als mechanische Stützspirale gegen den Wasserdruck im Stollen ausgebildet und dementsprechend wenig unterteilt. Trotzdem liess sich die vorstehend beschriebene Wirkung deutlich erkennen. Weitere Versuche sind in Aussicht genommen.

Adresse des Autors:

Prof. Dr. *K. Berger*, Versuchsleiter der Forschungskommission des SEV und VSE für Hochspannungsfragen, Seefeldstrasse 301, Zürich 8.

Eigenschaften und Anwendungen des Mesa-Transistors [1])

Von *W. Hirschmann*, München

621.382.3

Nach einer kurzen Einführung in den Aufbau und in die Herstellung der Germanium-Mesa-Transistoren werden ihre Hochfrequenzeigenschaften, abhängig von Schaltungsart, Arbeitspunkt und Frequenz, näher erörtert. Dabei wird auf die Eigenschaften besonders eingegangen, die die Grenzen der Anwendungen festlegen, z. B. das Rauschen, die Rückwirkung vom Ausgang auf den Eingang des Transistors, die Aussteuerungsgrenzen und die Regelbarkeit. Abschliessend werden einige erprobte Schaltungen und Schaltungsentwürfe mit Mesa-Transistoren beschrieben, nämlich ein Oszillator für 500 MHz, ein UKW-Tuner für 86...102 MHz, ein ZF-Verstärker für 10,7 MHz, ein Fernsehtuner für die Bänder I und III, ein Bild-ZF-Verstärker sowie ein Video- und Ton-ZF-Verstärker.

Après une brève introduction sur la construction et la fabrication des transistors mesa au germanium, l'auteur décrit leurs propriétés en haute fréquence, qui dépendent du mode de couplage, du point de travail et de la fréquence. Il traite plus particulièrement des propriétés qui fixent les limites d'emploi, telles que le bruit, la réaction de la sortie sur l'entrée du transistor, les limites de modulation et les possibilités de réglage. Pour terminer, il indique quelques montages éprouvés, ainsi que des projets de montage avec transistors mesa, notamment un oscillateur pour 500 MHz, un syntonisateur à OUC pour 86 à 102 MHz, un amplificateur MF pour 10,7 MHz, un syntonisateur de télévision pour bandes I et III, un amplificateur MF d'image, ainsi qu'un amplificateur MF video et de son.

In der Halbleiterfabrik der Siemens & Halske AG in München werden Transistoren nach dem Mesa-Prinzip angefertigt. Nach diesem Prinzip ist eine präzise Fertigung von guten HF-Transistoren möglich. Die Mesa-Transistoren AF 107, AF 108, AFY 10 und AFY 11 können bereits als kleine HF-Leistungstransistoren betrachtet werden. Auf Grund des geringen thermischen Innenwiderstandes von etwa 90 °C/W ist eine Kollektorbelastung von 0,5 W bei einer Gehäusetemperatur von 45 °C möglich. Die äusseren Abmessungen entsprechen dem Normgehäuse TO-5. Der Kollektor ist mit dem Gehäuse leitend verbunden. Für Anwendungen in Vorstufen geringer Leistung führte die Weiterentwicklung zu kleineren Abmessungen und zu einer Ausführung, bei der der Kollektor vom Gehäuse elektrisch isoliert ist. Die Mesa-Transistoren AF 106 und AFY 12 (Fig. 1) sind in dem kleinen Normgehäuse TO-18 untergebracht, das einen eigenen Massenanschluss besitzt. Die zulässige Kollektorbelastung beträgt 30 mW bei 45 °C.

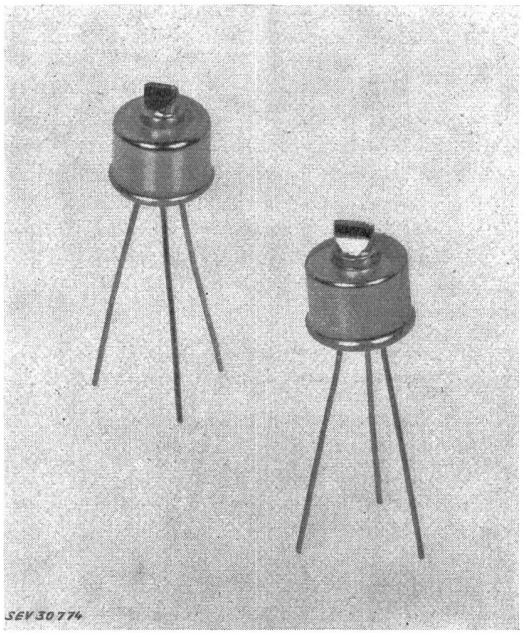


Fig. 1
Mesa-Transistoren

Herstellung des Mesa-Transistors

Fig. 2 zeigt die Herstellung des Mesa-Transistors in schematischer Darstellung. Die Germanium-Plättchen sind auf eine Kantenlänge von 1 mm zugeschnitten; die Stärke des Plättchens beträgt etwa 220 μm. Diese Plättchen werden mit dem dreiwertigen Element

[1]) Vortrag, gehalten an der Elektronik-Tagung im Rahmen der Schweiz. Ausstellung für Fernsehen, Elektronik, Radio/Phono am 1. September 1961 in Zürich.

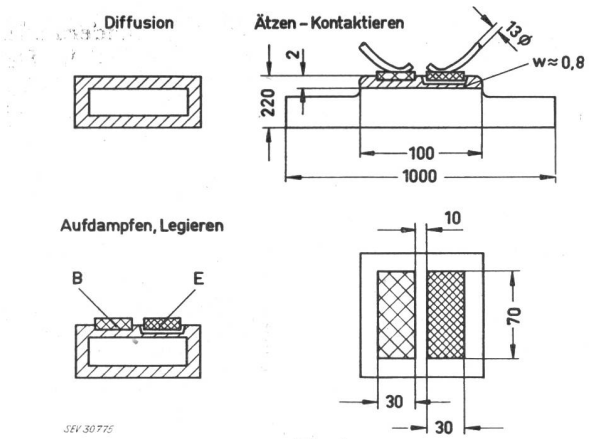


Fig. 2
Herstellung des Mesa-Transistors
Maße in μm

Aluminium-p dotiert. In weiteren Arbeitsgängen wird bei einer Temperatur von etwa 650 °C Antimon eindiffundiert. Anschliessend werden der Emitter als Alumniumschicht und die Basis als Goldschicht in der gewünschten Anordnung mit Hilfe von Masken aufgedampft und legiert. Dann erfolgt das Abätzen und das Kontaktieren des Basis- und des Emitteranschlusses. Das Abätzen führt zu einer Form, die einem Tafelberg ähnelt. Daher hat der Transistor die Bezeichnung «Mesa» erhalten; so werden nämlich die Tafelberge in Neu-Mexiko bezeichnet.

Die aufgedampften Streifen für Basis und Emitter haben eine Grösse von etwa 30 × 70 μm. Wegen dieser geringen Abmessungen muss die Kontaktierung besonders sorgfältig durchgeführt werden. Das Kontaktieren kann nur unter dem Mikroskop ausgeführt werden.

Wegen der geringen Abmessungen der Kontaktstreifen ist die Stromdichte bei einem Arbeitsstrom von beispielsweise 2 mA verhältnismässig gross. Bei diesen Transistoren wird mit Stromdichten von 1 A/mm² gearbeitet. Dabei ist kein nachteiliger Einfluss auf den Transistor feststellbar. Das thermische Verhalten ist prinzipiell das gleiche wie das eines grossflächigen NF-Transistors, z. B. des TF 65 oder des AD 103, bei denen mit spezifischen Strömen von 0,1...3 A/mm² gearbeitet wird. Die Sperrströme sind gering, so dass sich bei der Stabilisierung der Arbeitspunkte Vorteile ergeben können. Der Sperrstrom der Transistoren AFY 10 und AFY 11 bei offenem Emitter wird bei einer Kollektor-Basisspannung von 15 V im Mittel mit I_{CBO} = 2 μA angegeben.

2. Arbeitspunkt und Hochfrequenzverhalten

Eine Eigenart der Mesa-Transistoren besteht darin, dass die zum Einstellen des Arbeitspunktes wichtige Gleichstromverstärkung nicht sehr gross ist. Für einen Arbeitspunkt von 2 mA bei 5 V weist die Gleichstromverstärkung Werte zwischen 5 und 50 auf, wobei der Schwerpunkt der Verteilung bei 10 liegt. Der Basisteiler muss deshalb für die kleinste vorkommende Gleichstromverstärkung bemessen werden, weil sonst die Arbeitsströme und damit auch die HF-Eigenschaften von Exemplar zu Exemplar stark streuen. Wird dieser wichtige Punkt sorgfältig beachtet, dann weichen die HF-Eigenschaften der Mesa-Transistoren nur wenig von einander ab. Für die Stromgegenkopplung im Emitter soll die Spannung am Emitterwiderstand mindestens 1 V, besser jedoch 2 V betragen. Der Basisteiler soll möglichst niederohmig sein. Der Strom durch diesen Teiler wird etwa fünfmal so gross gewählt wie der grösste mögliche Basisstrom, der sich bei der kleinsten statischen Stromverstärkung ergibt. Bei den Mesa-Transistoren AFY 12 und AF 106 liegt die statische Stromverstärkung etwa um den Faktor 2 höher.

Für das eigentliche Hochfrequenzverhalten interessiert zunächst die Oszillationsgrenzfrequenz. Sie liegt beim Transistor AFY 10 bei einem Arbeitspunkt von 6 V und 2 mA bei etwa 500 MHz und für den Transistor AFY 11 bei 600 MHz. Für den Transistor AF 106 liegt sie bereits bei 1 GHz. Die Kollektor-Sperrschichtkapazität ist beim AFY 10 und AFY 11 1,4 pF und die Rückwirkungszeitkonstante $r_{bb'}\ C_{b'c}$ = 20...50 ps. Bei dem oben erwähnten Arbeitspunkt für den Transistor AFY 12 ist die Rückkapazität 0,6 pF und die Rückwirkungszeitkonstante 2...6 ps bei einem Arbeitspunkt von 12 V und 1 mA.

Für die Dimensionierung von Schaltungen werden vielfach die Vierpolgrössen oder auch die HF-unabhängigen Grössen des T- oder Π-Ersatzschaltschemas

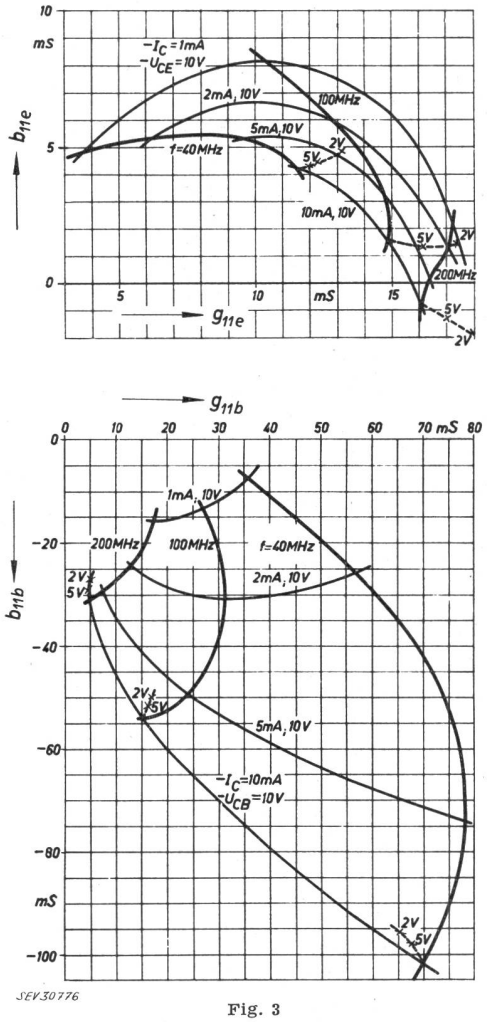


Fig. 3
Eingangsleitwertebene der Transistoren AFY 10 und AFY 11 in Emitter- und Basisschaltung

— I_C Kollektorstrom; — U_{CE} Kollektor-Emitterspannung; b_{11_e} Eingangs-Blindleitwert (Emitterschaltung); g_{11_e} Eingangs-Realleitwert (Emitterschaltung); b_{11_b} Eingangs-Blindleitwert (Basisschaltung); g_{11_b} Eingangs-Realleitwert (Basisschaltung)

verwendet. Die einzelnen Grössen im Ersatzschaltbild gelten jedoch nur für einen bestimmten Arbeitspunkt, und ebenso werden für die Y-Darstellung nur ein oder zwei Arbeitspunkte mit bestimmten Frequenzen angegeben. Um universelle Angaben über den Transistor bei verschiedenen Arbeitspunkten und Frequenzen zu erhalten, kann man die Ortskurvendarstellung wählen. Für jeden Anwendungsfall können somit die zur Berechnung erforderlichen Vierpolgrössen einfach abgelesen werden. Bei gleichen Maßstäben für Abszisse und Ordinate ergeben sich auch die Winkel unmittelbar aus der Zeichnung. Die Änderung der Eingangs- und Ausgangsleitwerte ist in Abhängigkeit von Arbeitspunkt und Frequenz direkt ablesbar, ebenso der Verlauf der Steilheit in Blind- und Realkomponente sowie in Betrag und Phase.

Fig. 3 zeigt als Beispiel die Eingangsleitwertebene des Transistors AFY 10 und AFY 11 sowohl in Emitter- als auch in Basisschaltung. Die Linien für 1, 2, 5 und 10 mA entsprechen den Arbeitspunkten; den Frequenzen sind die Kurven 40, 100 und 200 MHz zugeordnet. In Fig. 4 sind die Übertragungsleitwerte für beide Schaltungen bei denselben Arbeitspunkten und Frequenzen dargestellt, in Fig. 5 die Ausgangsleitwerte. Als Parameter ist einmal die Spannung am Kollektor, zum anderen der Kollektorstrom angegeben, und zwar wieder für die Frequenzen 40, 100 und 200 MHz. Zwischenwerte können jeweils interpoliert werden.

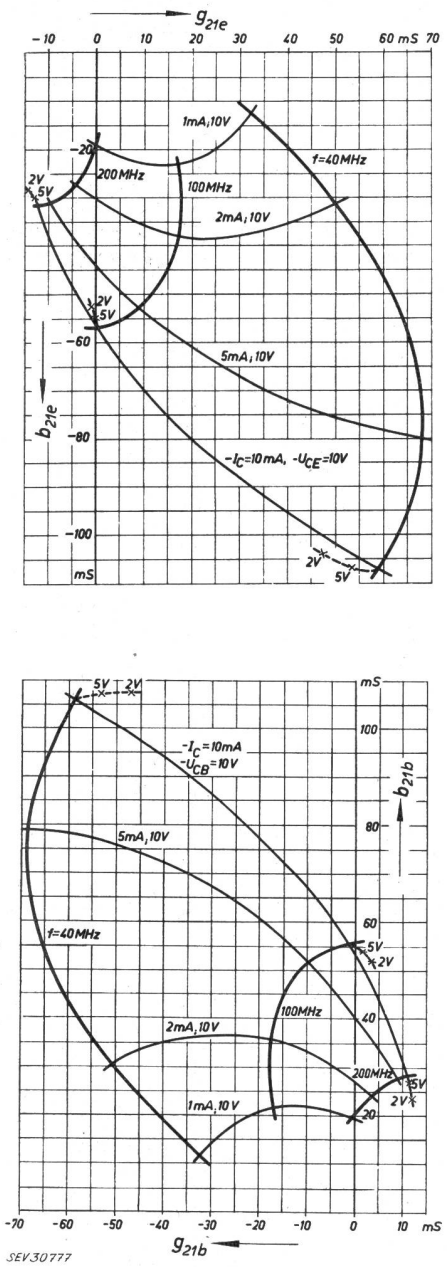


Fig. 4
Wie Fig. 3, aber für Übertragungsleitwerte
b_{21_e} Übertragungs-Blindleitwert (Emitterschaltung); g_{21_e} Übertragungs-Realleitwert (Emitterschaltung; g_{21_b} Übertragungs-Blindleitwert (Basisschaltung); g_{21_b} Übertragungs-Realleitwert (Basisschaltung)

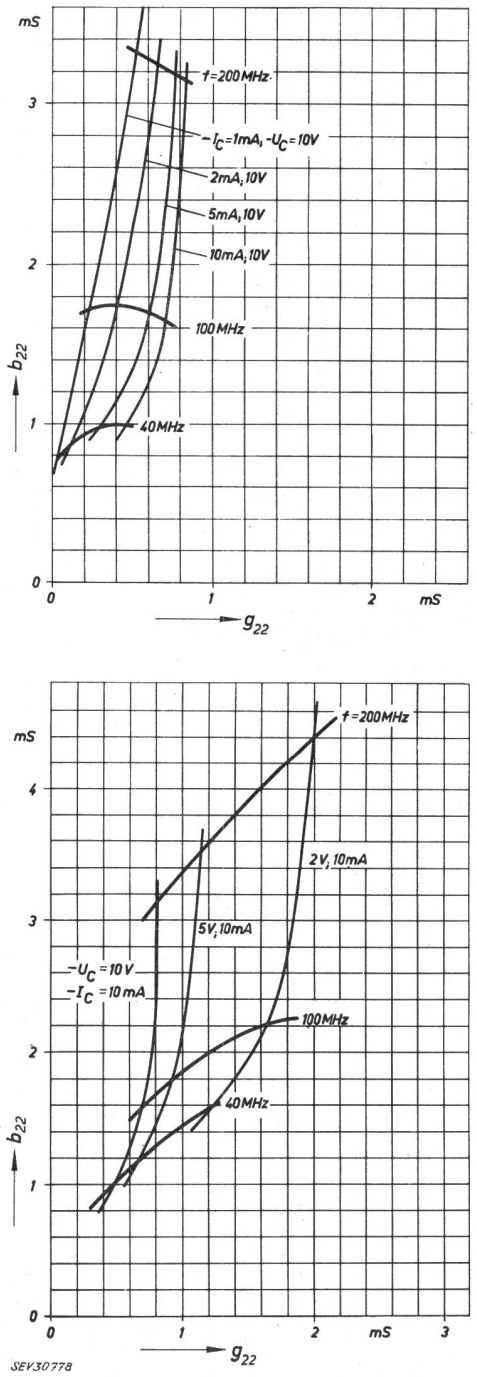


Fig. 5
Wie Fig. 4, aber für Ausgangsleitwerte
b_{22} Ausgangs-Blindleitwert; g_{22} Ausgangs-Realleitwert

3. Berechnung der Leistungsverstärkung

Die optimale Leistungsverstärkung V_L ergibt sich bei Anpassung am Eingang und am Ausgang. Diese ist dann:

$$V_{L\,opt.} = \frac{|y_{21}|^2}{4\,g_{11}\,g_{22}} \qquad \text{(I)}$$

In der Praxis ist dieser Fall nur dann interessant, wenn keine Verstärkungsreserven vorhanden sind. Denn die Leistungsanpassung in jeder Stufe bringt wohl die grössten Stufenverstärkungen, aber bei den stets vorhandenen Exemplarstreuungen der Transistoren selbstverständlich grössere Abweichungen der Empfindlichkeit des gesamten Verstärkers. In Hochfrequenz- bzw. Zwischenfrequenzendstufen ist bei Widerstandsanpassung eine bestimmte oder gar die höchste Ausgangsleistung meist nicht erzielbar. Diese kann jedoch bisweilen von grösserer Bedeutung sein als die grösste Verstärkung. Wenn also keine Anpassung gegeben oder erforderlich ist, gilt Gl. (2):

$$V_L = \frac{|y_{21}|^2\,G_L}{(g_{22} + G_L)^2\,g_{11}} \qquad (2)$$

$V_{L\,opt.}$	opt. Leistungsverstärkung
$\lvert y_{21}\rvert$	Betrag des Übertragungsleitwertes
g_{11}	Eingangsrealleitwert
g_{22}	Ausgangsrealleitwert
G_L	reeller Lastleitwert
V_L	Leistungsverstärkung

In der Praxis wird man bestrebt sein, die Verstärkung nicht höher zu treiben als dies zum Erreichen einer bestimmten Grenzempfindlichkeit erforderlich ist; diese entspricht einem definierten Signal-Rauschabstand. Mit Hilfe von Verstärkungsreserven können unerwünschte Streuungen der Eingangs- und Ausgangsleitwerte vermindert werden; die Verhältnisse werden dann ähnlich wie bei Röhrenverstärkern.

Geht man von der Voraussetzung aus, dass z. B. die HF-Verstärkung von Rundfunkgeräten mit 90 db ausreichend ist, so kann man bei einem dreistufigen Verstärker pro Stufe 30 db ansetzen. Das bedeutet bereits, dass bei Betriebsfrequenzen von 150 kHz bis 10 MHz die optimale Stufenverstärkung bei weitem nicht ausgenützt werden kann. Diese liegt für den genannten Bereich beim Mesa-Transistor AFY 10 und AFY 11 zwischen 42 und 48 db. Die Leistungsverstärkung sinkt ab etwa 10 MHz mit 7 db pro Oktave konstant bis zur Oszillationsgrenzfrequenz.

Schaltungen mit Zweikreisbandfiltern sollen so bemessen sein, dass für den Ausgangs- und den Eingangswiderstand die Werte der untersten Streugrenze eingesetzt werden und dann die Schaltung auf Anpassung festgelegt wird. Dabei ist darauf zu achten, dass beim Bandfilter kritische Kopplung vorliegt. Dann ergeben sich geringe Streuungen von Selektion, Bandbreite und Empfindlichkeit, unabhängig davon, ob Transistoren der unteren oder oberen Streugrenze eingesetzt werden. Legt man die Schaltung mit Zweikreisbandfiltern so aus, dass primärseitig Unteranpassung vorliegt, dann werden die Streuungen des Ausgangswiderstandes kaum mehr wirksam. Nur noch die Streuungen des Eingangswiderstandes vom Folgetransistor treten infolge der Koppel- und Dämpfungsverhältnisse des Zweikreisfilters in verringertem Masse in Erscheinung. Bei Zweikreisfiltern sind somit einstellbare Koppelelemente nicht erforderlich. Eine Ausnahme macht der Bild-ZF-Verstärker. Hier ist es ratsam, eine einstellbare Kopplung der Kreise vorzusehen, weil die Welligkeit der Gesamtfilterkurve stärker in die Funktion des Gerätes eingeht.

4. Rauschen

Der Mesa-Transistor AFY 12, der für Vorstufen und Stufen kleiner Leistung vorgesehen ist, zeigt ein geringeres Rauschen als der Leistungstyp AFY 10. Das Rauschen bleibt im gesamten interessierenden Gebiet zwischen 100 kHz und 200 MHz unter 3,5 ($k\,T_0 = 1$) [k Konstante, T_0 absolute Temperatur].

In der Praxis hat das Rauschen folgende Bedeutung: Setzt man für die Empfindlichkeit eines Fernsehempfängers einen Signal-Rauschabstand von 40 db für ein gutes Bild voraus, so bedeutet dies, dass ein Empfänger mit der Rauschzahl 20 ein Nutzsignal von 1000 µV am 240-Ω-Eingang benötigt; ein Empfänger mit der Rauschzahl 5 liefert dagegen ein gleich gutes Bild bei einem Eingangssignal von 500 µV. Dieser Unterschied in der Rauschzahl ist praktisch bereits gut feststellbar. Dagegen ist es technisch nicht mehr sinnvoll, die Rauschzahl unter die Werte 2,5...3,5 zu senken, weil dann bereits andere Rauschquellen zu überwiegen beginnen.

5. Die Rückwirkung

Eine wichtige Grösse bei der Bemessung von HF-Verstärkern mit Transistoren ist die an sich sehr unerwünschte Rückwirkung vom Ausgang auf den Eingang des Transistors. Sie macht in den meisten Fällen, vor allem bei der Emitterschaltung, eine Neutralisation erforderlich. Zur Erläuterung der Rückwirkung oder des Rückwirkungsleitwertes diene das Ersatzschaltbild in Fig. 6.

Steht die Ausgangsklemme C—E unter einer Spannung, dann gilt bei tiefen Frequenzen folgendes: Je nachdem ob der Eingang offen, belastet oder kurzgeschlossen ist, wird sich eine entsprechende Spannungsteilung über die Leitwerte $g_{b'c}$, $g_{b'e}$, $r_{b'}$, G_{Gen} ergeben. Bei Kurzschluss am Eingang wird die geringste und bei Leerlauf die grösste Rückspannung an der inneren Basis B' auftreten. Ist der reale Rückleitwert $g_{b'c}$ sehr klein, so wird auch die Rückwirkung bei offenem Eingang sehr klein sein.

Bei höheren Frequenzen wird dagegen der kapazitive Spannungsteiler $C_{b'c}$, $C_{b'e}$ die Rückwirkung bestimmen. Die Unterschiede zwischen kurzgeschlossenem und offenem Eingang werden kleiner. Bei hohen Frequenzen soll also die Rückkapazität $C_{b'c}$ so klein wie nur möglich sein. Dabei spielen bereits die Gehäuse-

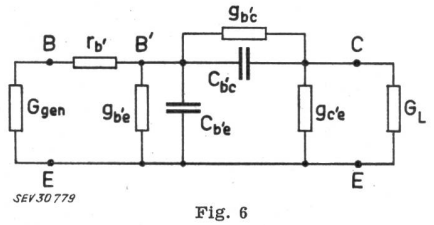


Fig. 6
Emitter-Ersatzschaltung

B Basisanschluss; C Kollektoranschluss; E Emitteranschluss; B' innerer Basispunkt; $C_{b'c}$ Rückkapazität; $C_{b'e}$ Emitter-Diffusionskapazität; G_{gen} Generator-Innenwiderstand; G_L Lastleitwert; $g_{b'c}$ reeller Rückleitwert; $g_{b'e}$ innerer Basis-Emitterrealleitwert; $r_{b'}$ Basisbodenwiderstand

und Durchführungskapazitäten eine wichtige Rolle; sie müssen durch eine geeignete Konstruktion ebenfalls klein gehalten werden, wie dies beim Mesa-Transistor AF 106 geschehen ist. Obwohl die Rückwirkungskapazität dieses Transistors nur etwa 0,6...0,7 pF beträgt, ist bei hohen Frequenzen doch noch eine Neutralisation für die Emitterschaltung erforderlich. Dazu dient ein entsprechend gewählter negativer Rückleitwert. In der Praxis wird dazu bei positivem Rückleitwert Y_N die erforderliche negative Phase der Spannung vom Übertrager des Ausgangsschwingkreises abgegriffen.

Der Rückleitwert vergrössert, bzw. verkleinert die Eingangs- und Ausgangsleitwerte je nach Phasenlage der Ausgangs- zur Eingangsspannung. Bei Neutralisation hingegen kann man nahezu mit den Kurzschlussleitwerten rechnen.

6. Begrenzung an der Geraden R_{Rest}

Wird im Kollektorkreis die HF-Amplitude so weit vergrössert, dass die Restgerade erreicht und die HF-Amplitude begrenzt wird, dann sinkt der Ausgangswiderstand des Transistors infolge des sehr kleinen Restwiderstandes stark ab. Mit der Dämpfung des Schwingkreises ändert sich die Form der Durchlasskurve und dadurch die Bandbreite und die Selektion. Bei Vergrösserung der Aussteuerung ändert sich jedoch auch die Kollektorkapazität: als wirksame Kapazität erscheint bei Begrenzung durch die Restgerade die Diffusionskapazität der Kollektor-Diode. Diese ist ein mehrfaches der Kollektorkapazität im normalen Betriebszustand. Die Rückwirkung wird so stark verändert, dass eine vorhandene Neutralisation nicht mehr ordnungsgemäss arbeitet. Schwingneigung und Abreissen von Schwingungen im Übersteuerungs- bzw. Begrenzungsfalle bei Empfang von FM- Signalen sind die Folge. Bei FM-Empfang ist aber eine Begrenzung der HF-Amplitude allgemein erwünscht, weil die AM-Unterdrückung durch den FM-Demodulator nicht in allen Fällen ausreicht. Zur Vermeidung der Schwierigkeiten, die sich bei Begrenzung an der Restgeraden ergeben, bestehen folgende Möglichkeiten:

1. Anordnung eines äusseren zusätzlichen Kollektor-Widerstandes in der Grösse von beispielsweise 250...500 Ω; dadurch wird das Verhalten ausreichend verbessert. Es ergibt sich allerdings ein Verstärkungsverlust von 2...3 db; eine bestimmte Begrenzerwirkung bleibt dabei erhalten.

2. Regelung der Verstärker in bekannter Weise. Dabei tritt keine oder nur eine geringe Begrenzung auf.

3. Anordnung einer zusätzlichen Begrenzung mit einer oder mit zwei Dioden.

Übersteuerung und Frequenzstabilität von Oszillatoren bzw. selbstschwingenden Mischstufen

Erhöht man die Eingangsspannung an der Hochfrequenzvorstufe eines Tuners, dann wird bei einer bestimmten Spannung die Vollaussteuerung des Mischtransistors bzw. der selbstschwingenden Mischstufe erreicht. Beim Mischer mit getrenntem Oszillator wird sich die grössere Aussteuerung so auswirken, dass sich bis zum Einsatz der Begrenzung die ZF-Resonanzfrequenz des ersten Kreises entsprechend der mittleren Kapazitätsänderung am Kollektor ergibt. Bei weiterer Aussteuerung tritt dann eine Beschneidung der Zwischenfrequenzschwingung im Kollektorkreis auf, wie dies bereits beschrieben wurde. Es ergibt sich wieder eine Verformung der ersten ZF-Filterkurve. Beim selbstschwingenden Mischer gilt für die Zwischenfrequenzschwingung das gleiche. Dazu ergibt sich ausserdem eine Beeinflusung der Oszillatorfrequenz. Diese Beeinflussung ist umso geringer, je höher die Grenzfrequenz des Transistors liegt, weil dann der Oszillatorschwingkreis mit einer entsprechenden Anzapfung ausgeführt werden kann. Die Änderung der Oszillatorfrequenz und die maximal mögliche Eingangsspannung sind ausser von dem Vorerwähnten noch sehr von der Kollektor-Emitter-Gleichspannung abhängig. So ist z. B. bei FM-Empfang und 5 V Kollektorspannung nur eine maximale Eingangsspannung von 15...20 mV möglich. Bei einer Kollektorgleichspannung von 8 V ist bereits eine maximale Eingangsspannung von 50 mV erreichbar. Von der Forderung nach geringer Frequenzänderung ausgehend, sowohl über die Aussteuerung als auch von der Batteriespannung, soll man die Batteriespannung in Tuner und ZF-Verstärker nicht zu klein ansetzen.

8. Verstärkungsregelung des Mesa-Transistors

Bei der Regelung des HF-Mesa-Transistors ist genau wie bei anderen HF-Transistoren folgendes zu beachten:

Man geht von der angenommenen oder in der Praxis zulässigen Verstimmung bzw. Verformung der Durchlasskurve aus. Die Änderungen der Transistor-Parameter g_{11}, b_{11}, g_{22} und b_{22} sollten für die Kollektorströme von z. B. 0,1...5 mA bekannt sein, bzw. gemessen werden. Vor allem bestimmen die Änderungen der Eingangs- und Ausgangsleitwerte massgeblich die Auslegung der Schwingkreise. Diese kann nun, bezogen auf die Leistungsverstärkung, ungünstiger liegen als dies ohne Regelung der Fall wäre, d. h. in Regelstufen wird man zwangsläufig zwischen Verstärkung und Regelfaktor gewisse Kompromisse schliessen müssen. Ein weiterer wichtiger Punkt ist die Modulationsverzerrung und die Kreuzmodulation. Auch diese hängen von Arbeitspunkt, Aussteuerung, Generatorwiderstand und Lastwiderstand ab. Eine Regelung der Verstärkung um 20...40 db ist erreichbar, und bei Ansatz von zwei geregelten Stufen ist diese vielfach ausreichend.

9. Schaltungen mit Mesa-Transistoren

9.1 Oszillator für 500 MHz

Mit dem Mesa-Transistor AFY 11 kann ein Oszillator für eine Schwingfrequenz von 500 MHz gebaut werden (Fig. 7). Als Schwingkreis wird hier ein Stück 60-Ω-Koaxialleitung verwendet. Die Rückkopplung erfolgt wieder über die innere Rückwirkungskapazität zwischen Kollektor und Emitter. Die Steuerspannung entsteht zwischen Emitter und Basis. Sie ist gegenüber

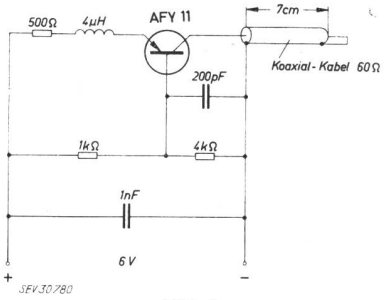


Fig. 7
Oszillator 500 MHz

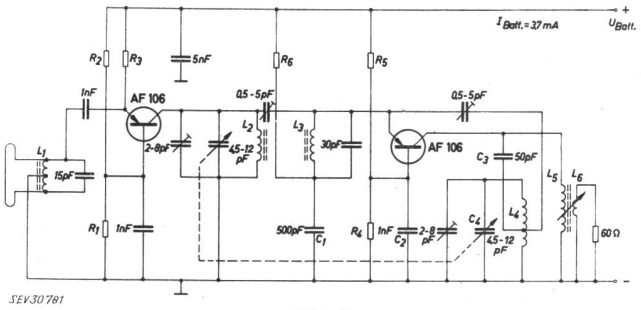


Fig. 8
UKW-Tuner 86...102 MHz
$G = 30$ db; $F = 3{,}5(kT_0)$
G Verstärkung; F Rauschzahl; k Konstante; T_0 absolute Temperatur

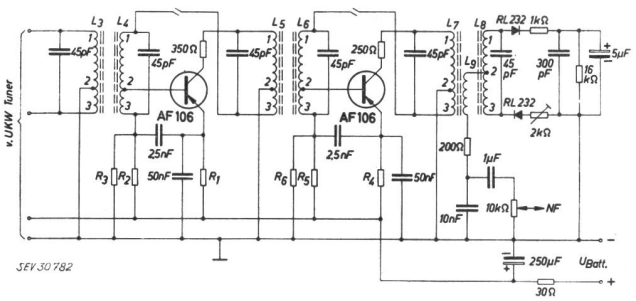


Fig. 9
10,7-MHz-ZF-Verstärker
Verstärkung pro Stufe $G \approx 30$ db

der Kollektorspannung phasenverschoben. Die richtige Phasenlage der Rückkopplungsspannung entsteht über die Rückkapazität in Zusammenwirkung mit den Blind- und Realkomponenten der Widerstände am Eingang.

9.2 UKW-Tuner mit Mesa-Transistor

Fig. 8 zeigt einen UKW-Tuner für den Frequenzbereich von 86...102 MHz. Der Eingangswiderstand der Vorstufe beträgt etwa 35 Ω und ist über den Eingangstransformator an die Antenne angepasst. Der Zwischenkreis ergibt eine gute Eingangsselektion. Trotz der geringen Phasendrehung der Steilheit ist es zweckmässig, eine Phasenkorrektur im Oszillator vorzunehmen. Sie besteht aus der Induktivität L_3 und dem dazu parallel geschalteten Kondensator von 30 pF. Diese Induktivität erleichtert ausserdem die ZF-Entdämpfung, die mit den Kondensatoren C_1 und C_2 erfolgt. Der Schwingkreis für den Oszillator besteht aus dem Kondensator C_4 und der Induktivität L_4. Die Anzapfung des Schwingkreises konnte bei 1/4 der Gesamtwindungszahl erfolgen, so dass eine gute Oszillatorstabilität erreicht wurde. Bei einer Änderung der Batteriespannung von 6 auf 4 V ist eine Frequenzänderung von 50 kHz gemessen worden. Der Ausgangswiderstand des Mischtransistors ist etwa 50...100 kΩ für 10 MHz, so dass der ZF-Kreis ohne Anzapfung hohe Lastgüte erzielen liess. Der Kollektorstrom beträgt in beiden Stufen je 1 mA, der gesamte Batteriestrom 3,7 mA. Die Verstärkung ist über den ganzen in Betracht kommenden Frequenzbereich sehr konstant; sie beträgt etwa 30 db im Mittel. Der Rauschfaktor ist 5,5 db. Die Eingangsspannung ist mit maximal 20 mV zulässig.

9.3 ZF-Verstärker für 10,7 MHz

Mit dem Mesa-Transistor AF 106 ist es möglich, bei einer Frequenz von 10,7 MHz eine Verstärkung von 30 db pro Stufe zu realisieren, und zwar bereits für jene Exemplare, deren Ein- und Ausgangswiderstände an der unteren Streugrenze liegen. Werden bei dieser Schaltung (Fig. 9) die bereits früher erwähnten Gesichtspunkte für die Auslegung von Transistor-ZF-Verstärkern angewendet, so erreicht man recht gute Selektion, günstige Bandbreite und erträgliche Empfindlichkeitsstreuungen. Ein so aufgebauter UKW-Empfänger liefert bei vier Transistoren die gleiche Verstärkung, die sonst mit fünf Transistoren erzielt wird. Auch bei dieser Schaltung ist es wichtig, ebenso wie beim Tuner, dass die Basis- und Emitterversorgungswiderstände R_1, R_2, R_3 richtig gewählt werden; andernfalls ist die erzielbare Minimalstreuung der HF-Parameter nicht erreichbar. Zur Verminderung der Schwierigkeit, die sich bei Übersteuerung ergeben kann, sind zusätzliche Kollektor-Widerstände angebracht. Sie wurden mit 250 bzw. 350 Ω gewählt.

9.4 Fernsehtuner für die Bänder I und III

Im UKW-Rundfunkgerät werden vorwiegend Tuner mit zwei Transistoren verwendet. Analog dazu kann unter bestimmten Voraussetzungen auch im VHF-Gebiet (Fernsehen, Bänder I und III) ein Tuner mit nur zwei Transistoren bestückt werden. Dieser besteht dann aus einer Eingangsstufe und einer selbstschwingenden Mischstufe; die Transistoren können in Emitter- oder Basisschaltung betrieben werden.

In Emitterschaltung erhält man, insbesondere bei der Verwendung von Transistoren mit hoher Oszillationsgrenzfrequenz eine etwas höhere Stufenverstärkung als in Basisschaltung. Wird jedoch der erste Transistor in Basisschaltung betrieben, so kann wegen der geringeren Rückwirkung eher auf eine Neutralisation verzichtet werden. Die erzielbare Stufenverstärkung ist in den Bändern I und III im Gegensatz zur Emitterschaltung ohne zusätzliche Schaltungsmassnahmen nahezu konstant. Infolge der geringen Rückwirkung der Basisschaltung ist eine ausreichend kleine Störstrahlung an der Antenne zu erwarten.

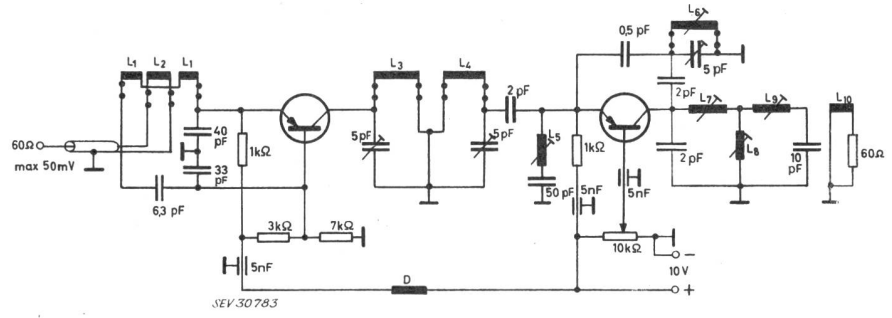


Fig. 10
Fernseh-Tuner für die Kanäle 2...11
$U_{Batt.} = 10$ V; $G = 25$ db; Kanal 11;
$F = 4{,}5(kT_0)$

In der vorliegenden Schaltung (Fig. 10) wird die Vorstufe in der sogenannten Zwischenbasisschaltung betrieben. In dieser Schaltung liegt der Erdungspunkt des Eingangskreises zwischen Basis und Emitter. So ergibt sich eine gewisse Kompensation der Rückwirkung.

Weitere schaltungstechnische Überlegungen ergeben, dass es vorteilhaft ist, die selbstschwingende Mischstufe ebenfalls in Basisschaltung zu betreiben.

Der Eingangskreis ist für eine Bandbreite von 10 MHz ausgelegt und passt den Eingang des Transistors an die Antenne an. Das Zwischenbandfilter ergibt die erforderliche VHF-Selektion und Bandbreite. Die Anpassung erfolgt über einen Kondensator von 2 pF an den Eingang der Mischstufe. Der Oszillatorschwingkreis ist über relativ kleine Kapazitäten mit dem Transistor verbunden, so dass die Oszillatorfrequenz von Exemplarstreuungen, Batteriespannungsänderungen und Übersteuerung verhältnismässig unabhängig bleibt. Die optimale Mischverstärkung wurde bei einem Arbeitsstrom von 1,5 mA erzielt; dabei beträgt die Oszillatorspannung zwischen Emitter und Basis 150...200 mV. Der Serienkreis L_5, C_7 (50 pF) schafft einen Kurzschluss für die Zwischenfrequenz zwischen Basis und Emitter, so dass die Mischverstärkung nicht verringert wird. Die ZF- wird über ein induktiv-fusspunkt-gekoppeltes-Bandfilter dem ZF-Verstärker zugeführt. Für eine Batteriespannung von 10 V wurde in der vorliegenden Schaltung eine Verstärkung im Mittel von 25 db erzielt. Die maximal zulässige Eingangsspannung liegt bei 50 mV ohne Regelung. Die ZF-Bandbreite liegt bei 7 MHz, der Kollektorstrom der Vorstufe ist 2,5 mA. Die angegebenen Werte gelten für Band I und III.

9.5 Bild-ZF-Verstärker in Basisschaltung

Ebenso wie bei Röhrenverstärkern kann die Übertragungskurve (CCIR-Empfehlung) durch Einzelkreise mit versetzter Resonanzfrequenz und gestaffelter Betriebsgüte erreicht werden. Dabei wird jedoch die Welligkeit der Durchlasskurve durch Streuungen der Eingangs- und Ausgangswiderstände zusätzlich vergrössert. Ausserdem ist die Neutralisation sehr schwierig, weil die Einzelkreise bei unterschiedlicher Kreisgüte auf verschiedene Resonanzfrequenzen abgestimmt sind. Weitere Schwierigkeiten ergeben sich bei der Regelung. Deshalb werden als Koppelelemente ausschliesslich Bandfilter empfohlen, mit denen sich neben guter Selektion und Verstärkung auch eine günstigere Phasenlinearität erzielen lässt.

Die Verstärkung des Bild-ZF-Verstärkers ergibt sich aus der erforderlichen Gesamtverstärkung von der Antenne bis zum Video-Gleichrichter, vermindert um die Verstärkung des Tuners. Ausgehend von einer Antennenempfindlichkeit von 50 μV an 240 Ω beträgt für ein Video-Signal von 0,7 V am Lastwiderstand (1 kΩ) des Gleichrichters die Gesamtverstärkung 77 db. Werden für die Verstärkung des Tuners 25 db abgezogen, so verbleiben für den ZF-Verstärker 52 db. Zum Ausgleich der Dämpfung des vorgeschalteten Regelgliedes (7 db) und der Gleichrichterschaltung (9 db) muss die ZF-Verstärkung auf 52+7+9 = 68 db erhöht werden; bei Verwendung von vier Transistoren ist also eine Stufenverstärkung von 17 db erforderlich. Der Transistor AF 106 weist bei einem Kollektorstrom von 1 mA im ZF-Bereich eine optimale Leistungsverstärkung von 23 db auf.

Der vierstufige Bild-ZF-Verstärker (Fig. 11) enthält als Koppelelemente drei Zweikreisfilter und am Ausgang ein Einkreisfilter. Der Videogleichrichter ist wegen des besseren Wirkungsgrades und des erforderlichen kleineren Innenwiderstandes als Doppelweggleichrichter ausgeführt. Der Saugkreis für die Eigentonabsenkung ist im ersten ZF-Filter, der Saugkreis für die Nachbartonaussiebung im zweiten und der Saugkreis für den Nachbarbildträger im dritten Filter untergebracht. Die Bandfilter sind am heissen Ende kapazitiv gekoppelt, wobei die Kopplung variabel ausgeführt ist. Durch die Verwendung von Koppelkondensatoren zwischen jedem Filter und dem Emitter des nachgeschalteten Transistors ist es möglich, die Anpassungswicklungen in den Bandfiltern mit ganzzahligen Windungen herzustellen. Exemplarstreuungen der Transistoren kommen infolge der Basisschaltung kaum vor; die oben genannten Werte der Verstärkung werden deshalb bei allen so aufgebauten Verstärkern sehr gleichmässig erreicht.

Die für Bild-ZF-Verstärker erforderliche Regelung kann durch Änderung des Kollektorarbeitsstromes über die Basis erfolgen, also über die Steilheit oder die Stromverstärkung. Der Blindleitwert am Eingang des Transistors ist jedoch stark vom Arbeitspunkt abhängig. Die infolge der Regelung verursachte Änderung des Eingangsleitwertes müsste durch entsprechenden Schaltungsaufwand kompensiert werden. Zur Regelung können auch zusätzliche Dioden verwendet werden, welche die Last des Bandfilters angenähert konstant halten und die Änderung der Eingangskapazität wenigstens teilweise kompensieren. Im Hinblick auf die genannten Schwierigkeiten erscheint die angedeutete Verwendung eines Regelvierpols besonders günstig. Ein solches Regelnetzwerk kann mit Dioden oder mit Heissleitern aufgebaut werden.

9.6 Video-Verstärker mit Ton-ZF-Verstärker

Der Video-Verstärker nach Fig. 12 besteht aus einem Impedanzwandler und einer Endstufe.

Die Ton-ZF-Stufe ist mit einem Mesa-Transistor AF 106 bestückt. Die Ton-ZF von 5,5 MHz wird verstärkt und im Ratio-Detektor gleichgerichtet. Ist die

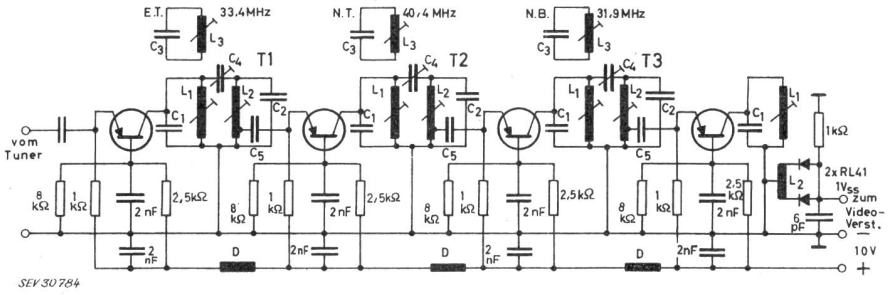


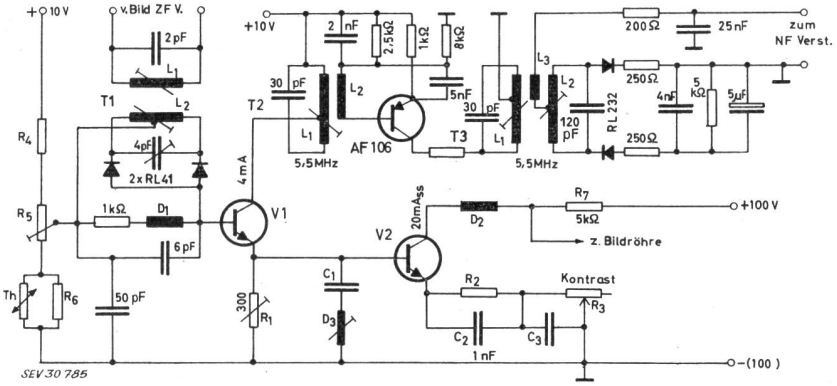
Fig. 11
Fernseh-Bild-ZF-Verstärker mit Mesa-Transistor AF 106

E. T. Eigentonabsenkung; *N. T.* Falle für Nachbarton; *N. B.* Falle für Nachbarbildträger; C_1...C_5 Kreis- und Koppelkondensatoren; L_1...L_3 Kreisinduktivitäten; *D* Drosselspule

Fig. 12

Videoverstärker und Ton-ZF-Verstärker

$R_1 \ldots R_8$ Teiler und Arbeitswiderstände; $L_1 \ldots L_3$ Kreis- und Koppelinduktivitäten; $T_1 \ldots T_3$ Hochfrequenztransformatoren; $D_1 \ldots D_3$ Drosselspulen; *Th* Heissleiter



AM-Unterdrückung u. U. zu gering, so kann zusätzlich noch eine Begrenzerdiode mit der zugehörigen Schaltung an den Ratio-Primärkreis angeschlossen werden. Der Video-Verstärker mit den Transistoren V1 und V2 erhält sein Signal von den in Gegentakt arbeitenden Dioden RL 41. Die Video-Gleichspannung erscheint zunächst am Lastwiderstand von 1 kΩ. Sie liegt auch am Eingang des ersten Video-Transistors. Diese Stufe arbeitet für die Bildfrequenzen 0...5 MHz in Kollektorschaltung, also als Impedanzwandler. Der so verstärkte Bildsignalstrom teilt sich nun; er fliesst über R_1 und die Basis des Video-Endtransistors. Dieser arbeitet in Emitterschaltung und hat im Emitter sowie im Kolsektor Korrekturglieder, die den Frequenzgang bei hohen Frequenzen geringfügig verbessern. Mit dem Kontrastregler R_3 wird die Steilheit des Endstufentransistors geregelt. Die Summe der Widerstände R_2 und R_3 beträgt etwa 100 Ω. Der Serienkreis C_1 und D_3 dient zum Aussieben der störenden Ton-ZF von 5,5 MHz. Die für einen brauchbaren Video-Verstärker erforderliche Spannung ist gleich oder grösser 100 V. Die Drosselspule D_1 mit dem Widerstand R_1 ermöglicht bei hohen Frequenzen eine Lastübernahme durch den Eingang des Transistors V1, der bei hohen Frequenzen einen absinkenden Eingangswiderstand aufweist. Damit kann der Frequenzgang nochmals verbessert werden. Der hier besprochene Video-Verstärker erfordert am Eingang für Vollaussteuerung eine Eingangsspannung von 0,7 V, gemessen am Lastwiderstand 1 kΩ. Gleichstromverstärker sind in bezug auf Temperaturgang des Kollektorstromes empfindlich, und so musste auch hier eine Kompensation des Temperaturganges mit dem Heissleiter *Th* (links im Bild) vorgenommen werden.

Die in dieser Arbeit angeführten Fernseh-Schaltungen sind Versuchsaufbauten und z. T. Entwürfe. Hiemit soll natürlich nicht der Eindruck erweckt werden, dass nunmehr die gut ausgereifte Fernseh-Technik mit Röhren sehr bald durch die Transistor-Technik ersetzt wird.

Adresse des Autors:
W. Hirschmann, Siemens & Halske AG, München (Deutschland).

Umwandlung von Licht in elektrische Energie [1])

Von *F. Winiger*, Zürich

621.383

Der Artikel beschreibt die grundsätzliche Wirkungsweise und das elektrische Verhalten der p-n-Silizium-Sonnenzelle. Die Faktoren, welche den Wirkungsgrad einer solchen Zelle beeinflussen, werden analysiert und in ihrer Grösse abgeschätzt, wobei der Diskussion das Spektrum der Sonne auf der Erdoberfläche zu Grunde gelegt ist. Die technologische Herstellung solcher Zellen wird ebenfalls kurz beschrieben, und es wird in einem Ausblick gezeigt, dass der damit erreichte Wirkungsgrad der direkten Umwandlung von Licht in elektrische Energie, in der Grössenordnung von 10 %, in nächster Zukunft kaum erheblich verbessert werden kann.

Description du principe de fonctionnement et du comportement électrique de la pile solaire au silicium p-n. L'auteur analyse les facteurs qui conditionnent le rendement d'une telle pile. Il en estime la grandeur, en se basant sur le spectre de la lumière solaire à la surface de la terre. Il décrit brièvement la construction technologique de ces piles et montre qu'il n'est guère possible, pour le moment, d'augmenter le rendement de la transformation directe de la lumière en énergie électrique, qui est de l'ordre de 10 % seulement.

1. Einleitung

Die indirekte Umwandlung von Licht, besonders der Sonnenenergie in elektrische Energie, wurde schon lange angestrebt. Durch die neuen Erkenntnisse der letzten Jahrzehnte auf dem Gebiet der Halbleiter, ist die direkte Umwandlung in das unmittelbare Interesse gerückt.

Schon länger verwendet man Elemente auf diesem Prinzip für Signalzwecke, z. B. Lichtschranken, Beleuchtungsmesser, usw. Als Strahlungsquelle steht für die eigentliche Energieumwandlung natürlich die Sonne im Vordergrund.

Im Folgenden sollen die prinzipielle Wirkungsweise einer Sonnenzelle und ihre elektrische Charakteristik, sowie die Faktoren, welche den Wirkungsgrad bestimmen, etwas näher besprochen werden. Als Beispiel wird die Siliziumzelle gewählt, welche heute immer noch die grösste Bedeutung hat. In einem Ausblick soll die Möglichkeit der Verwendung anderer Halbleitermaterialien, Methoden der Verbesserung des Wirkungsgrades und andere Prinzipien für die Umwandlung von Strahlungsenergie in elektrische Energie kurz beleuchtet werden.

[1]) Vortrag, gehalten an der Elektronik-Tagung im Rahmen der Schweiz. Ausstellung für Fernsehen, Elektronik, Radio/Phono am 1. September 1961 in Zürich.