

**APPLI-  
KATIONS  
BUCH 3**

BAND

UHF/VHF



**TEXAS INSTRUMENTS**  
Deutschland GmbH

Applikationsbuch Band 3 – Herausgegeben von

# TEXAS INSTRUMENTS Deutschland GmbH

LEARNING  
CENTER



805 Freising, Haggertystr. 1, Telefon 08161/80-1  
Publikation – EE&CC

## **Applikationsbuch Band 3**

Die vorgeschlagenen Schaltungen, Baugruppen oder Verfahren wurden von Texas Instruments Deutschland GmbH (TID) erprobt; darin liegt jedoch keine Gewähr für deren Funktionsfähigkeit.

TID kann auch keine Gewähr dafür übernehmen, daß diese Schaltungen usw. frei von Schutzrechten Dritter sind.

Alle Rechte an diesem Werk sind TID vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung von TID ist es auch nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus in irgendeiner Form durch Fotokopie, Mikrofilm oder ein anderes Verfahren zu vervielfältigen oder zu verbreiten. Dasselbe gilt für das Recht der öffentlichen Wiedergabe.

© Copyright 1978 by Texas Instruments  
Deutschland GmbH

Redaktion und verantwortlich für Inhalt:  
Josef Schürmann

# Applikationsbuch

## BAND 3

### INHALTSVERZEICHNIS

Report-Nr.	Anwendungsbereich		Seite
Nr. 25	VHF / UHF	Feldeffekt-Transistor-Technik für universelle HF Anwendungen mit Schaltbeispielen als Antennenverstärker	5
Nr. 39	VHF	Einsatz von Dualgate MOS-FETS in VHF Tuner Vorstufen	17
Nr. 40	VHF	Moderne FET's für HF	37
Nr. 28	VHF	Drainstromstabilisierung des MOS-FET BF 900 und Einfluß auf die Leistungsverstärkung und Rauschzahl	47
Nr. 43	UHF	Der BF 907 als geregelte Vorstufe im UHF Tuner	51
Nr. 52	UHF	Messung der Rauschzahl bei verschiedenen Generatorimpedanzen am UHF MOS-FET BF 907	57
Nr. 31	UHF	UHF MOS-FET Mischer mit BF 905	61
Nr. 47	UHF-VHF	Linearisierte Regelschaltung mit Dualgate MOS-FET BF 907	65
Nr. 30	UHF-VHF	BF 905 – Stabilisierung des Drainstroms durch Source-Gegenkopplung	69
Nr. 26	FM	Dual Gate MOS-FET BF 900 als multiplikativer Mischer im FM-Bereich	73
Nr. 51	FM-VHF	Der BF 910 als rauscharmer, großsignalfester Dual Gate MOS-FET mit hoher Steilheit für Verstärker und Mischanwendungen bis 500 MHz	79
Nr. 45	FM	Dual Gate MOS-FET UKW Verstärkungsregelung über $U_B$	89
Nr. 36	Antennenverstärker	MOS-FET UHF-Antennenverstärker mit BF 907 / BF 905	93
Nr. 46	UHF-VHF	Messung der Kreuzmodulation	99

#### Anhang: Datenblätter für nachfolgende N-Kanal-Silizium-Verarmungs-MOS-FET-Tetroden

	BF 900		103
	BF 910		111
	BF 905		117
	BF 907		123

# VORWORT

- In HF Eingangsschaltungen ist der Feldeffekt-Transistor (FET) nicht mehr wegzudenken. FET's haben bereits heute einen großen Teil der bipolaren Transistoren in FS-Tunern verdrängt und es ist zu erwarten daß 70–80% aller HF Anwendungen auf FET's umgerüstet werden.
- Der Siegeszug der FET's wurde erst Anfang der 70er Jahre möglich nach dem sowohl die Fertigungskosten als auch die technischen Daten verbessert wurden. Moderne FET Konzepte senken die Eigenrauschzahlen um 2–3 dB, erhöhen die Kreuz-, Intermodulation- und Spiegelfrequenzfestigkeit um 10–20 dB und reduzieren die Kosten für FS-Eingangsstufen um 10–20%.

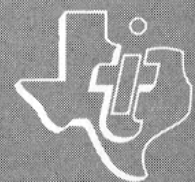
Ein wichtiger Gesichtspunkt ist, daß mit MOS-FET Konzepten die neuen verschärften Störstrahlungsbestimmungen einfacher einzuhalten, bzw. überhaupt sinnvoll zu realisieren sind.

- Die derzeitigen Tunerkonzepte haben sich als sehr stabil erwiesen. Es ist zu erwarten daß nach der Umrüstung auf MOS-FET's die Entwicklung von Tunern über einige Jahre hinweg keinen großen Änderungen unterworfen sein wird. Auf der Basis des selektiven und Einfach-Misch-Konzeptes werden in Zukunft sowohl die aktiven Bauelemente, als auch die Schaltungstechnik noch weiter optimiert werden. Das gilt im besonderen Maße für die Mischstufen die den heutigen Ansprüchen an die Großsignalfestigkeit nicht in allen Punkten genügen.
- Diese Broschüre soll dem Schaltungsentwickler Anregung und Hilfe sein bei der Erarbeitung von MOS-FET Schaltungen für die verschiedenen Funktionen und in unterschiedlichen Anwendungsgebieten.

JOSEF SCHÜRMAN

## **Applikationsbericht**

**Feldeffekt-Transistor-Technik für  
universelle HF Anwendungen mit  
Schaltbeispielen als Antennen-  
verstärker**



# **Feldeffekt-Transistor-Technik für universelle HF Anwendungen mit Schaltbeispielen als Antennenverstärker**

---

*Josef Schürmann*

---

---

## **1.0 Zusammenfassung**

---

### **2.0 FET Schaltungskonzepte und Eigenschaften**

- 2.1 Single Gate FET's, Source + Gate Schaltung
  - 2.2 Dual Gate MOS-FET's, Eigenschaften und Wirkungsweise
  - 2.3 Grundsaltungen und Arbeitspunkte von Dual Gate MOS-FET's
    - 2.3.1 Gate 1 Spannung, Regelspur und Sourcewiderstand
    - 2.3.2 Gate 2- und Drainspannung
    - 2.3.3 Kreuzmodulationseffekt am Drainkreis und Maßnahmen zur weiteren Verbesserung von MOS-FET Schaltungen
  - 2.4 Sonstige FET-Eigenschaften
    - 2.4.1 Temperaturverhalten
    - 2.4.2 Spannungsfestigkeit
    - 2.4.3 Gehäuseformen und Technologie
- 

### **3.0 Schaltbeispiele**

- 3.1 F III Kanalverstärker mit BF 900
    - 3.1.1 Stabilitätsberechnung
    - 3.1.2 Dimensionierung der Kreise
    - 3.1.3 Leistungsverstärkung
    - 3.1.4 Schaltung und Meßwerte
  - 3.2 F III Großsignal Kanalverstärker mit P 8000
  - 3.3 F III Bereichsverstärker mit BF 900
  - 3.4 UHF Kanalverstärker mit BF 905
  - 3.5 UHF Großsignal Kanalverstärker mit P 8000
- 



**TEXAS INSTRUMENTS**  
Deutschland GmbH

## 1.0 Zusammenfassung

Feldeffekt-Transistoren sind für lineare Klein- und Großsignal Stufen in HF-Systemen geeignet. Mit den Dual Gate MOS-FET's BF 900, BF 905 und dem Hochstrom-Sperrschicht-FET P 8000 lassen sich, z. B. Antennenverstärker-Konzepte in Kanal- und Bereichstechnik aufbauen, die in Bezug auf bipolare Schaltungen kostengünstiger sind. Zusätzlich bieten sie geringeres Rauschen, hohe Eingangsstörfestigkeit, Ausgangsspannung und Stufenverstärkung.

Durch die guten Regeleigenschaften lassen sich passive HF-Regler, bzw. Pegelstellglieder einsparen bei gleichzeitiger Verbesserung des Signal/Rauschverhältnisses.

Die Leistungsanpassung an vorhandene Netzteile (24 V Systeme) ist optimal, d. h. der geringe Stromverbrauch reduziert den Aufwand für die Stromversorgungssteile.

Beispielsweise werden mit einem einstufigen Kanalverstärker mit dem Typ BF 900 folgende Richtwerte bei  $f = 200$  MHz erzielt:

Verstärkung	18– 24 dB
Rauschen	2– 3 dB
Ausgangsspannung (DIN 45004)	
bei $I_M = -54$ dB	$120 \text{ dB}/\mu\text{V} \triangleq 1 \text{ V}$
Eingangsstörfestigkeit (FTZ17MV3)	
bei $I_M = -60$ dB	$90 \text{ dB}/\mu\text{V} \triangleq 32 \text{ mV}$
HF Regelhub größer	30 dB

Neben den Eigenschaften von FET's und den Grundschaltungen wird ein Überblick über die Schaltungskonzepte und Dimensionierung gegeben. Fünf Verstärker-Grundschaltungen sind angegeben, die jeweils einzeln oder kombiniert betrieben werden können.

## 2.0 Schaltungskonzepte und Eigenschaften

FET's gibt es in Single Gate- und Dual-Gate Struktur. Während die Single Gate FET's sich sowohl in Source, als auch in Gate-schaltung betreiben lassen, sind Dual Gate MOS-FET's nur für die Sourceschaltung geeignet.

### 2.1 Single Gate oder Trioden-FET's (Sperrschicht oder MOS-FET's)

Die **Source-Schaltung** nach **Bild 1** bietet hohe Eingangs- und Ausgangsimpedanzen, sowie hohe Aussteuerfähigkeit. Diese gute Linearität ist eine Funktion der weitgehend quadratischen Eingangskennlinie. Nachteilig ist die

Rückwirkung, die im allgemeinen eine Neutralisation der störenden Drain-Gate-Kapazität erfordert. Ferner läßt sich diese Schaltung nicht, oder nur schlecht regeln.

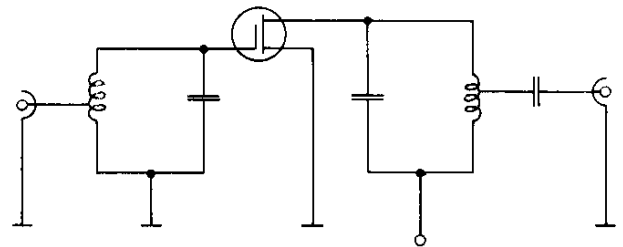


Bild 1

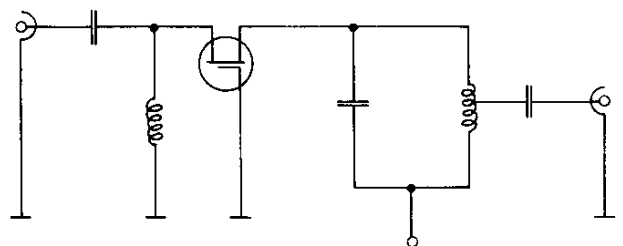


Bild 2

Die **Gate-Schaltung** nach **Bild 2** hat den Vorteil, daß sie wegen der geringen Anzahl der Bauelemente kostensparend ist. Ferner besitzt sie einen niederohmigen Eingang, d. h. eine direkte Anpassung an 75 Ohm-Systeme ist möglich. Die Gate-Schaltung ist rückwirkungsfrei, so daß eine Neutralisation nicht erforderlich ist. Zusätzlich bietet sie eine sehr hohe Eingangsstörfestigkeit (geringe Kreuzmodulation), da durch den niederohmigen Eingang eine Transformation des Eingangssignals entfällt. Mit dem P 8000 werden z. B. Eingangsstörfestigkeitswerte von 1,5 Volt gemessen.

## 2.2 Dual-Gate MOS-FET's

Der Dual-Gate MOS-FET besteht aus einer monolithischen Kombination der Source- und der Gate-Schaltung. Kennzeichnend ist:

1. Hohe Stufenverstärkung und niedrigeres Rauschen
2. Regelfähigkeit (leistungslos)
3. Hohe Linearität und Ausgangsspannung
4. Niedrige Rückwirkung

Die guten Regeleigenschaften ergeben sich aus der Tatsache, daß ausschließlich die Arbeitssteilheit  $Y_{21}$  durch die Regelspannung kontrolliert wird. In Gegensatz hierzu wird bei bipolaren Transistoren der Regelvorgang durch Verändern der Grenzfrequenz und der Eingangsimpedanz (parasitärer Effekt) verursacht.



Die vereinfachte Wirkungsweise der Dual Gate MOS-FET Regelung ist im **Bild 3** erklärt. Der FET 1 arbeitet in Source-Schaltung und bestimmt damit die Eingangsimpedanz sowie die Steilheit der Gesamtanordnung, da der FET 2 keine Stromverstärkung liefert. Die Regelspannung  $U_R$  wird an Gate 2 angelegt und kontrolliert den FET 2 in seiner Funktion als variabler Vorwiderstand für den FET 1. Die Drainspannung des FET 1 liegt bei hoher Verstärkung oberhalb und in abgeregeltem Zustand unterhalb der Sättigungsspannung. Damit ist die Arbeitssteilheit  $Y_{21}$  der Gesamtanordnung eine Funktion der Gate 2 Spannung  $U_{g2}$ .

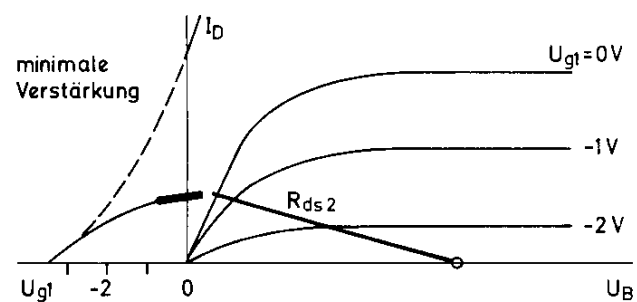
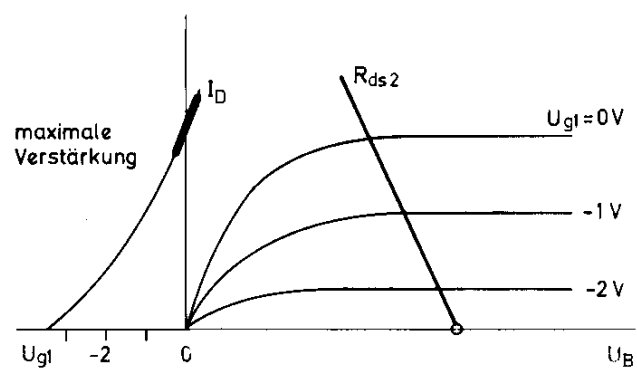
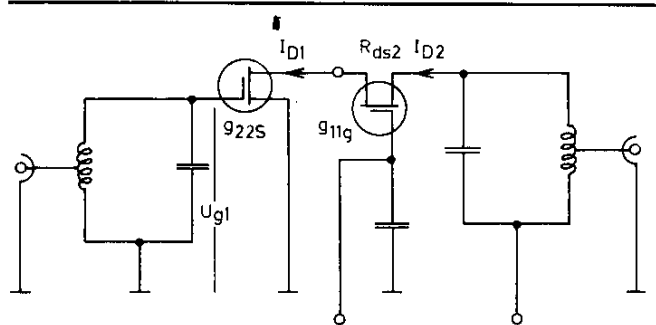


Bild 3

In Bezug auf die HF-Eigenschaft gilt folgendes; die Kombination zwischen Source- und Gateschaltung an der Schnittstelle zwischen FET 1 und FET 2 ergibt eine Fehlanpassung zwischen  $g_{22s}$  und  $g_{11g}$ , die die Änderung der

Aus- und Eingangsimpedanzen im Verlauf der Regelung ausschließt. Außerdem verhält sich das Gate 2 als statische Abschirmung zwischen dem Eingang (Gate 1) und dem Ausgang (Drain 2).

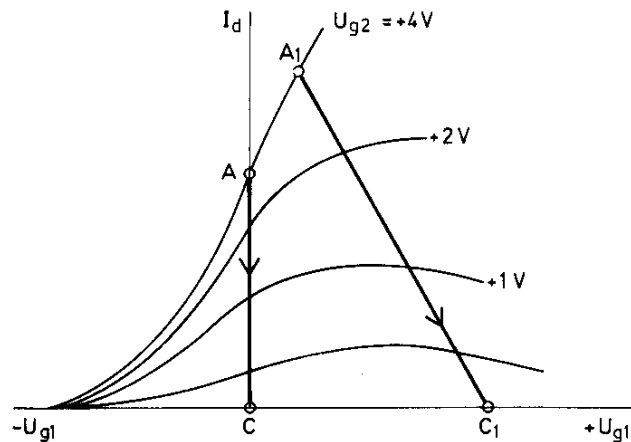


Bild 4

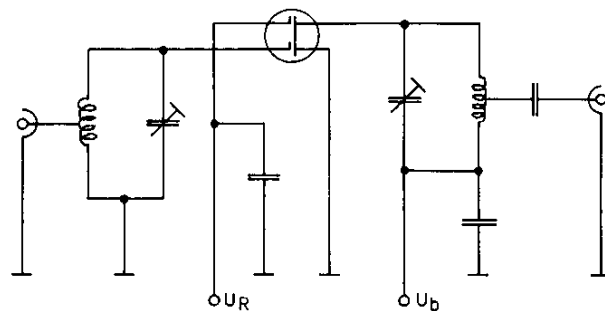


Bild 5

## 2.3 Grundschaltungen und Arbeitspunkte der Dual-Gate MOS-FET's

### 2.3.1 Sourcewiderstand, Gate 1 Spannung und Regelspur

**Bild 4** zeigt den Zusammenhang zwischen dem Drain-Strom, der Steuerspannung  $U_{g1}$  mit der Regelspannung  $U_{g2}$  als Parameter. Die zugehörige Schaltung nach **Bild 5** benötigt den geringsten Bauteile-Aufwand. Bei maximaler Verstärkung liegt der Arbeitspunkt bei A. Die Regelspannung  $U_R$  am Gate 2 verschiebt den Arbeitspunkt auf den Punkt C (Regelspur). Trotz minimalem Bauteileaufwand ist diese Schaltung funktionsfähig und temperaturstabil.

Nach **Bild 6** läßt sich die Verstärkung durch eine leicht positive Vorspannung am Gate 1 von etwa 0,5 Volt (bezogen auf den Source-Anschluß) – noch um ca. 1 dB verbessern. Gleichzeitig wird je nach Größe des Source-Widerstandes  $R_s$  eine Stromeinprägung vorgenommen, so daß selbst auch größere Bauelemente-Störungen aufgefangen werden. Der Arbeitspunkt für die Regelung wandert vom Punkt  $A_1$  nach  $C_1$ . Bei dieser Regelspur ist die Eingangsstörfestigkeit optimal, da die Arbeitspunkte im Verlauf der Regelung jeweils in einem Bereich hoher Aussteuerfähigkeit liegen. Diese Regelspur erfordert einen größeren Sourcewiderstand von etwa 470 Ohm oder höher, damit die positive  $U_{g1}$  Spannung möglichst schnell in den Bereich höherer positiver Werte gelangt.

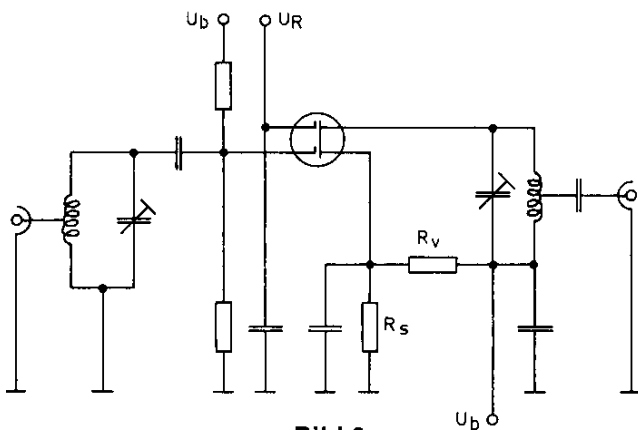


Bild 6

Gate 2 bezogen auf Masse, bzw. eine Fixierung des Source-Potentials bei der Abregelung auf plus 1,5 Volt oder höher. Dieser Mindestpegel kann durch den Widerstand  $R_v$  in Bild 6 erreicht werden.

### 2.3.3 Kreuzmodulationseffekt am Drain-Kreis und Maßnahmen zur weiteren Verbesserung von MOS-FET Schaltungen

Es ist vielfach nicht bekannt, daß eine zu geringe Drain-Source-Spannung zu zusätzlichen Nichtlinearitätseffekten und damit schlechter Eingangsstörfestigkeit führt. Bei hohen Pegeln des Störsignals moduliert der am Eingang liegende Störsender – der zusammen mit dem Eingangssignal verstärkt wird – die Drain-Source-Spannung am Ausgang des FET's soweit, daß bei negativen Spannungsspitzen der Pinch-off- oder Sättigungsbereich unterschritten wird. Dieser Effekt tritt vorwiegend bei geringer Frequenzablage von Nutz- und Störsender auf, da der komplexe Drain-Resonanzwiderstand für die Störfrequenz eine relativ hohe Impedanz besitzt. Dadurch kann sich die verstärkte Störspannung am Drain aufbauen. Die Drain-Source-Spannung sollte daher den Wert von 6 Volt nicht unterschreiten, bessere Werte für Kreuzmodulation werden bei Spannungen von 12 bis etwa 18 Volt erreicht. Für die Wahl der Drain-Source-Spannung ist weiterhin die Einhaltung der maximalen Verlustleistung wichtig.

### 2.3.2 Gate 2 Drain-Source-Spannung

Die Verstärkung erreicht den Maximalwert bei einer Spannung zwischen Gate 2 und Source von etwa 4–5 Volt. Gate 2 Spannungen bis 6 Volt sind zulässig und können evtl. die Verstärkung noch geringfügig erhöhen. Der Spannungsteiler für Gate 2 sollte sehr hochohmig ausgelegt werden. Das gilt besonders für den Fall, daß im Gerät bei Inbetriebnahme Einschaltspannungsspitzen auftreten, die bei niederohmiger Speisung zur Überlastung der Gate 2 Zenerdiode führen können. Bei hochohmiger Speisung wird die Zener-Diode leitend und begrenzt die Spannung bei geringer Lastübernahme. Der volle Regelumfang von 45 bis 50 dB wird erreicht, wenn die Gate 2 Spannung bezogen auf das Source Potential einen negativen Wert von etwa 1,5 Volt erreicht. Dies bedingt eine negative Spannung am

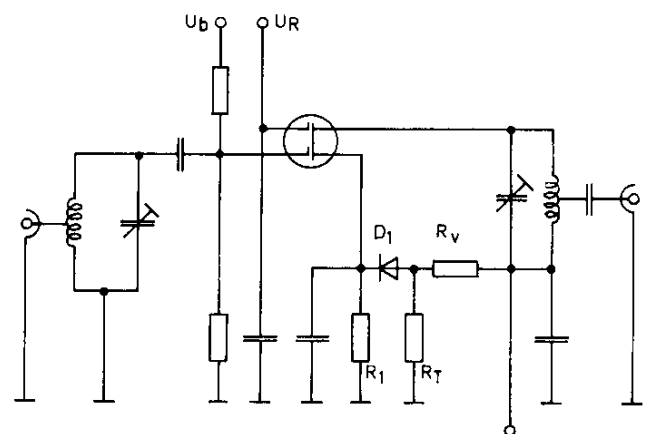


Bild 6a

Um trotz einiger systembedingter Anforderungen – wie z. B. niedrige Betriebsspannung und positive Regelspannung – eine

hohe Eingangsstörfestigkeit zu bekommen, läßt sich die Schaltung nach Bild 6a durch einen Widerstand und eine Diode modifizieren. Für eine günstige Regelspur ist einerseits ein relativ hoher Sourcewiderstand erforderlich, der aber durch den Hilfsstrom über  $R_V$  einen zusätzlichen Spannungsabfall am Sourcewiderstand ergibt. Dadurch reduziert sich bei begrenzter Betriebsspannung die wirksame Drain-Source-Spannung in vielen Fällen unter 6 Volt. Nach Bild 6a wird der Hilfsstrom über  $R_V$  zu Beginn der Regelung eliminiert. Er fließt nur gegen Ende der Regelphase wo er auch benötigt wird. Die Diode  $D_1$  ist durch den Teiler  $R_V$  und  $R_T$  an der Anode so vorgespannt, daß sie erst leitend wird wenn das Potential am Source (durch die Abregelung) unter eine Spannung von z. B. 2 Volt fällt.

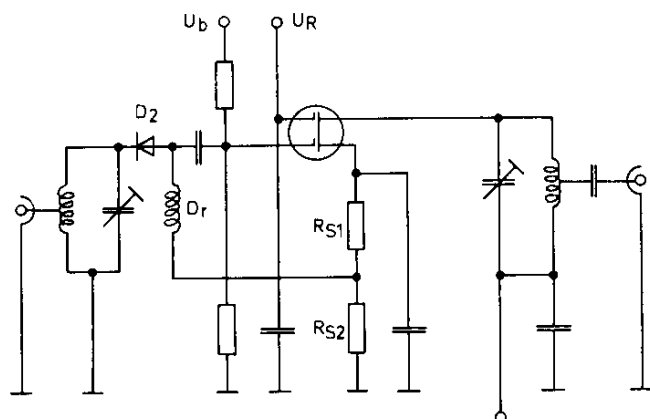


Bild 6b

Nach Bild 6b kann durch eine einfache Kombination einer PIN-Diode mit dem FET-Verstärker die Schaltung nach Bild 6 und 6a sowohl im Regelhub, als auch der Eingangsstörfestigkeit verbessert werden. Außer einer Drossel  $D_r$ , einem Widerstand  $R_{S2}$  und der Diode, werden keine weiteren Bauelemente für die Grundschaltung benötigt. Bei voller Verstärkung ist  $D_2$  über den Spannungsabfall an  $R_{S2}$  durch Regelung des FET's unter die Schwellenspannung von  $D_2$  fällt, setzt die automatisch durch den FET gesteuerte Zusatzregelung ein. Bei dieser Art der Regelung muß die Verstimmung des Eingangskreises kompensiert werden. Da kann z. B. durch ein kleineres L/C-Verhältnis des Eingangskreises oder durch einen FET mit sehr geringer Eingangskapazität (z. B. BF 905) geschehen. Diese Anordnung durch „Vorregelung“ des FET's hat den Vorteil, daß das Signal-

Rauschverhältnis hoch bleibt, d. h. daß bei verzögerter Regelung des Tuners gegenüber dem ZF-Verstärker der Einsatzpunkt der Regelung unkritisch ist.

## 2.4 Sonstige Eigenschaften

### 2.4.1 Temperaturverhalten

Der Arbeitspunkt von allen FET's ist selbststabilisierend, d. h. der Drainstrom hat eine leicht negative Tendenz bei steigender Temperatur. Beispielsweise verringert sich beim P 8000 der Drainstrom  $I_{DSS}$  von 70 mA bei 25° C um 10% auf 63 mA bei 65° C Umgebungstemperatur.

### 2.4.2 Spannungsfestigkeit

Dual-Gate MOS-FET's besitzen jeweils zwei integrierte Zenerdioden zwischen Gate 1, Gate 2 und Source. Der FET wird damit gegen zwei mögliche Fehlerquellen geschützt:

- statische Aufladungen, die bei der Montage und evtl. Abgleich in HF-Geräte auftreten.
- Spannungspitzen am Eingang der Geräte, die im praktischen Betrieb z. B. durch Blitzeinwirkung oder Stoßspannungen am Verstärker- oder Tunereingang auftreten können.

Praktische Versuche in FS-Tuner Eingangsschaltungen haben die Wirksamkeit der integrierten Zenerdioden erwiesen. Die Messungen wurden nach VDE 0860 (Stoßspannungsprüfung 10 KV/1 nF) durchgeführt. Bei diesen Prüfungen wurden bei einigen Schaltungsvarianten nicht die Gate 1 und Gate 2 Eingangselektroden der MOS-FET's zerstört, sondern die Drain-Source-Strecke. In diesem Fall hat sich die Energie der Stoßspannung auf die Speiseleitung der Betriebsspannung übertragen. Dies geschieht z. B. über den Spannungsteiler am Gate 1 oder durch induktive Verkopplungen auf der gedruckten Platine. In allen Fällen ist ein größerer Abblockkondensator von 4.7 bis 10 nF mit Kurzleitungen, oder eine Zenerdiode erforderlich um Spannungsspitzen auf der Speiseleitung aufzufangen.

### 2.4.3 Gehäuseformen und Technologie

Die Dual-Gate MOS-FET's BF 900 und BF 905 werden im T-Pack Gehäuse mit 4 bandförmigen Anschlüssen gefertigt. Dieses Gehäuse wurde für geringe Streukapazitäten und Induktivitäten entwickelt. Geringe Streu-

kapazitäten sind bei Drain und Gate 1 Anschlüssen wichtig, während eine niedrige Induktivität bei der Erdung von Gate 2 und Source erforderlich ist.

Das T-Pack Gehäuse ist bis zu Frequenzen über 1,5 GHz einsetzbar.

Das SOT-32 Gehäuse wird für den Hochstrom FET P 8000 in Gate-Schaltung benutzt. Es besitzt gute HF-Eigenschaften und ist bis 860 MHz einsetzbar. Das gilt besonders für die Gate-Schaltung, bei der das geerdete Gate am mittleren Anschluß liegt und damit Aus- und Eingang trennt. Die etwas höhere Serieninduktivität des Source- und Drainanschlusses gegenüber dem T-Gehäuse ist unkritisch. Günstig ist noch, daß das Gate mit dem Substrat verbunden ist. Deswegen ist die Kühlung und die Montage in der Schaltung einfach durchzuführen. Alle FET Kristalle sind Nitrid passiviert um eine hohe Zuverlässigkeit und Langzeitkonstanz der Betriebsparameter zu gewährleisten.

### 3.0 Schaltbeispiele

#### 3.1 F III Kanalverstärker K 8 mit BF 900

##### 3.1.1 Stabilitätsberechnung

Die 4-Pol. Matrix des BF 900 zur Berechnung der Stabilität, Stufenverstärkung und der Resonanzkreise ist:

$$Y = \begin{vmatrix} -1 + j5,5 & 0 + j0,025 \\ 10 - j8 & 0,25 + j2,5 \end{vmatrix} \quad f = 200 \text{ MHz}$$

Nach Linvill ist das Stabilitätskriterium

$$C = \frac{|Y_{21} \cdot Y_{12}|}{2g_{11} \cdot g_{22} - RE/Y_{21} \cdot Y_{12}} \quad (1a)$$

Stabilität ist für Werte von  $C < 1$  gegeben.

In der Praxis ist die Stabilität bei Leerlauf am Aus- und Eingang wichtig. Leerlauf bedeutet hierbei Belastung am Ein- und Ausgang mit  $G_E$  und  $G_A$  von Leerlauf Kreisadmittanzen von z. B. 0,125 mS oder 8 kOhm. Die erweiterte Stabilitätsformel wird dann:

$$C' = \frac{|Y_{12} \cdot Y_{21}|}{2(g_{11} + G_E) \cdot (g_{22} + G_A) - RE/Y_{21} \cdot Y_{12}} \quad (1b)$$

für den BF 900 ergibt sich:

$$C' = \frac{(10 - j8) \cdot (j0,025)}{2 \cdot 1,125 \cdot 0,375 - RE / (10 - j8) \cdot 0,025/}$$

$$C' = 0,5$$

Die Beziehung nach STERN für die Stabilität ist

$$K = \frac{2(g_{11} + G_E)(g_{22} + G_A)}{|Y_{21} \cdot Y_{12}| + RE/Y_{21} \cdot Y_{12}/} \quad (1c)$$

Bei  $K > 1$  ist die Stabilität gegeben. Für den BF 900 ist die Stabilität nach STERN

$$K = 1,62$$

Im praktischen Betrieb ist durch die Last, bzw. Anpassung am Aus- und Eingang der Stabilitätsfaktor noch höher.

##### 3.1.2 Dimensionierung der Kreise

Für selektive Verstärker ist folgende Beziehung zwischen der Bandbreite B, der Betriebsgüte Q, den Kreiskapazitäten  $C_T$  und dem Kreisleitwert  $G_p$  (der jeweils die Addition von  $g_{11}$  und  $G_E$ , bzw.  $g_{22}$  und  $G_A$  ist) gültig. Sie ist in Bild 7 graphisch dargestellt.

$$Q = f_0/B \quad (2)$$

$$Q = \omega C_T \cdot R_p \text{ oder } Q = \omega C_T / G_p \quad (3)$$

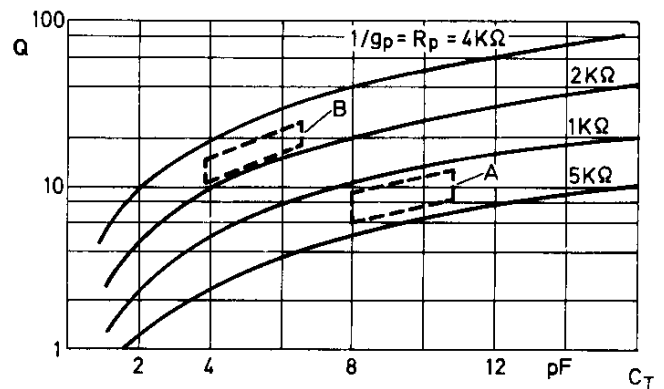


Bild 7

Für einen Kanalverstärker ist die Betriebsgüte etwa 10–25. Der Eingangskreis kann die im Bereich A angegebenen Kreiskapazitäten und Resonanzwiderstände annehmen. Für den Ausgangskreis gilt der Bereich B. Die Hochpunkte der Kreise lassen sich direkt an Gate 1, bzw. Drain des BF 900 legen. In der Praxis wird sich trotz der hohen Stufenstabilität eine gewisse Rückwirkung bemerkbar machen, die evtl. durch den Aufbau bedingt ist. Sie wirkt meist entdämpfend auf die Aus- und Eingangskreise. Die gewünschten Kreisgüten werden daher bereits bei einem höheren L/C-Verhältnis erreicht.

##### 3.1.3 Leistungsverstärkung

Die maximale Leistungsverstärkung läßt sich bei optimaler Anpassung und geringer Rückwirkung nach (4) überschlägig ermitteln.

$$G_p = \frac{|Y_{21}|^2}{4 \cdot g_{11} \cdot g_{22}} \quad (4)$$

Für den BF 900 bei  $f = 200 \text{ MHz}$  ist

$$G_p = \frac{|10 - j8|^2}{4 \cdot 1 \cdot 0.25} = 164\text{-fach oder } 22.2 \text{ dB}$$

### 3.1.4 Schaltung und Meßwerte

In der Schaltung nach Bild 8 wurden folgende Meßwerte erreicht:

Leistungsverstärkung	22 dB
Rauschzahl	2,5 dB
Ausgangsspannung (DIN 45004 + IM = -54 dB)	1,2 V $\cong$ 121 dB/ $\mu$ V
Eingangsstörfestigkeit ( $\pm 7 \text{ MHz}$ nach FTZ 17 MVO3, IM = -60 dB)	38 mV $\cong$ 92 dB/ $\mu$ V
Regelbereich	größer 30 dB
Rückflußdämpfung $a_{11}$	13 dB
$a_{22}$	15 dB
Stromverbrauch	10 mA

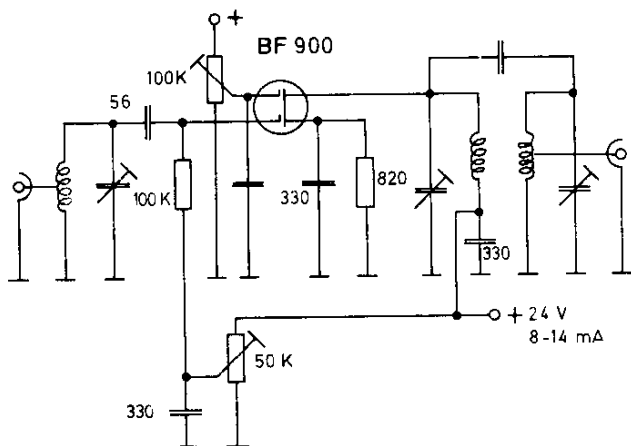


Bild 8

Weitere Meßwerte über die Eingangsstörfestigkeit und Temperaturkonstanz zeigen die **Bilder 9** und **10**. Bemerkenswert ist auch das im Vergleich zu den jetzt benutzten passiven Regelsystem mit PIN-Dioden bzw. mechanischen Regelstellgliedern das verbesserte Signal zu Rauschverhältnis. **Bild 11** zeigt die absolute Rauschzahl als Funktion des Abregelfaktors.

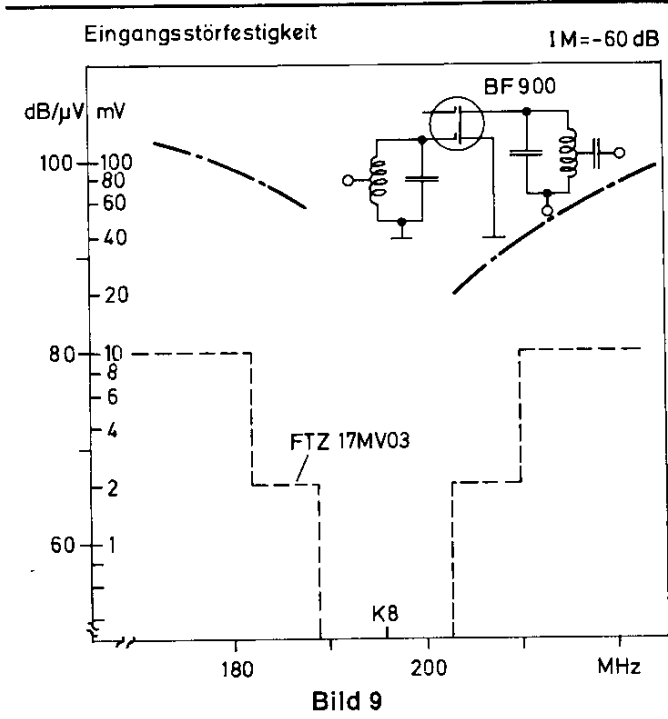


Bild 9

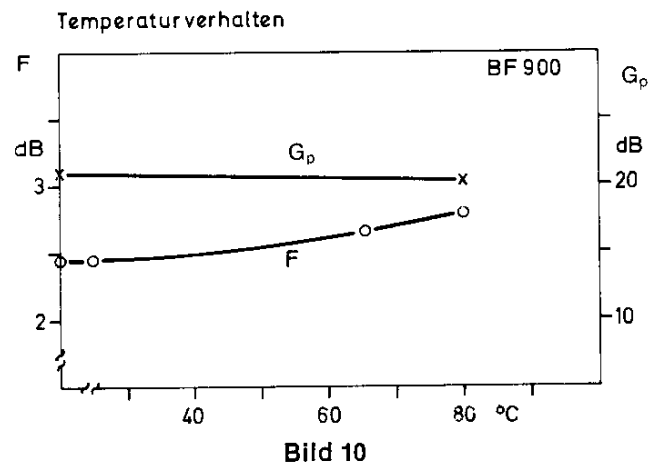


Bild 10

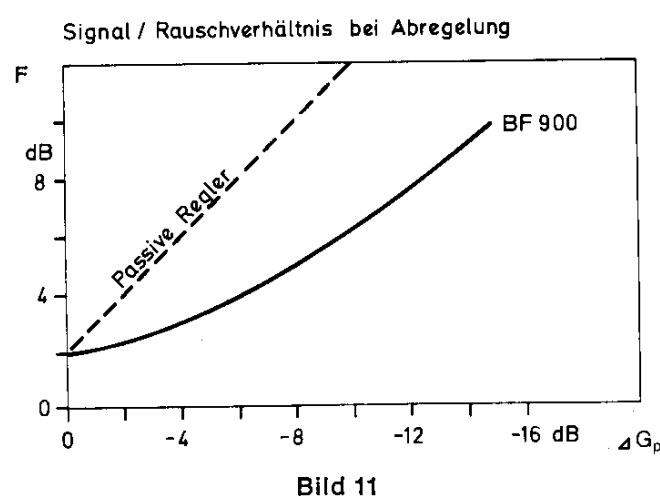


Bild 11

### 3.2 F III Kanalverstärker mit P 8000 als Großsignalverstärker für K 8

Selbst in Großsignalstufen ist ein geringer Stromverbrauch erwünscht. Die Schaltung nach **Bild 12** liefert etwa 4 Volt Ausgangsspannung bei nur 30 mA Stromverbrauch. Die Eingangsstörfestigkeit liegt bei 1,5 bis 2 Volt (siehe **Bild 13**). Da bei Sperrschicht FET's die Gate-Kanal-Diode bei positiven Werten leitend wird und Verzerrungen verursacht, muß der Arbeitspunkt für die Gate Vorspannung durch den Source-Widerstand in den negativen Bereich geschoben werden. Der in der Schaltung gezeichnete Einstellregler kann durch einen Widerstand von 33 Ohm ersetzt werden.

Für eine gute Anpassung zwischen Drain und Ausgangskreis ist das L/C Verhältnis am Ausgang möglichst hoch zu wählen.

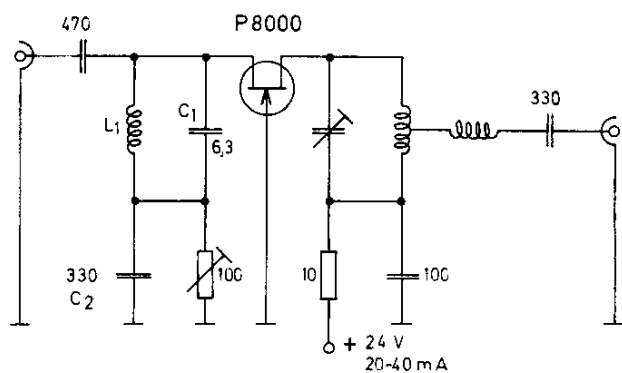


Bild 12

Die Kombination am Eingang ist breitbandig mit  $L_1 C_1$  auf 200 MHz abgestimmt. Ohne die Eingangsanpassung wesentlich zu verschlechtern, lassen sich die Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  einsparen. Die Spule  $L_1$  ist in diesem Fall als Drossel zu dimensionieren. Die hohe Eingangsstörfestigkeit ist u. a. auch durch die gute Kühlung des Kristalls durch das SOT-32 Gehäuse erreicht worden. Der Verlauf der Aussteuerkennlinie ist bei Erhöhung der Betriebstemperatur im Bereich von  $U_g = 0$  V nicht mehr rein quadratisch, sondern folgt einer Kennlinie mit gebrochenem Exponenten. Diese guten thermischen Eigenschaften des SOT-32 Gehäuses bedeuten für den P 8000 neben einer verzerrungsfreien Eingangskennlinie im Betrieb auch eine hohe Betriebszuverlässigkeit.

Meßwerte:	
Leistungsverstärkung	9 dB
Ausgangsspannung (DIN 45004)	$3,9 \text{ V} \cong 132 \text{ dB}/\mu\text{V}$
Eingangsstörfestigkeit (17MVO3)	$1,5 \text{ V} \cong 125 \text{ dB}/\mu\text{V}$
Rauschzahl	4,5 dB
Rückflußdämpfung $a_{11}$	14,5 dB
$a_{22}$	15 dB

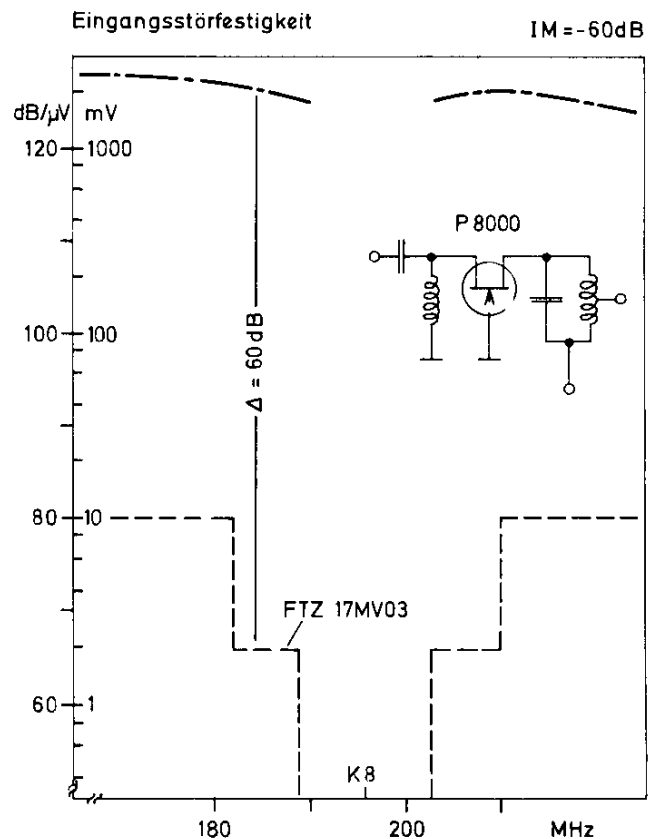


Bild 13

### 3.3 F III Bereichsverstärker mit BF 900 (Bild 14)

Die größere Bandbreite von 55 MHz erfordert Bandfilterabstimmung am Aus- und Eingang. Um die Welligkeit der Durchlaßkurve im Übertragungsbereich unter 1,5 dB zu halten muß eine ohm'sche Dämpfung der Eingangskreise sowie des Sekundärkreises am Ausgang erfolgen. Die induktive Bandfilterkopplung am Ausgang ist für ein hohes L/C Verhältnis am Drain günstig, so daß in diesem Fall der Ausgangsleitwert  $g_{22}$  zur Dämpfung und Bandbreite ausreicht.

Wie beim Kanalverstärker ist die Gate 1-Source-Spannung durch einen Eingangsteiler auf etwa +0,5 Volt einzustellen.

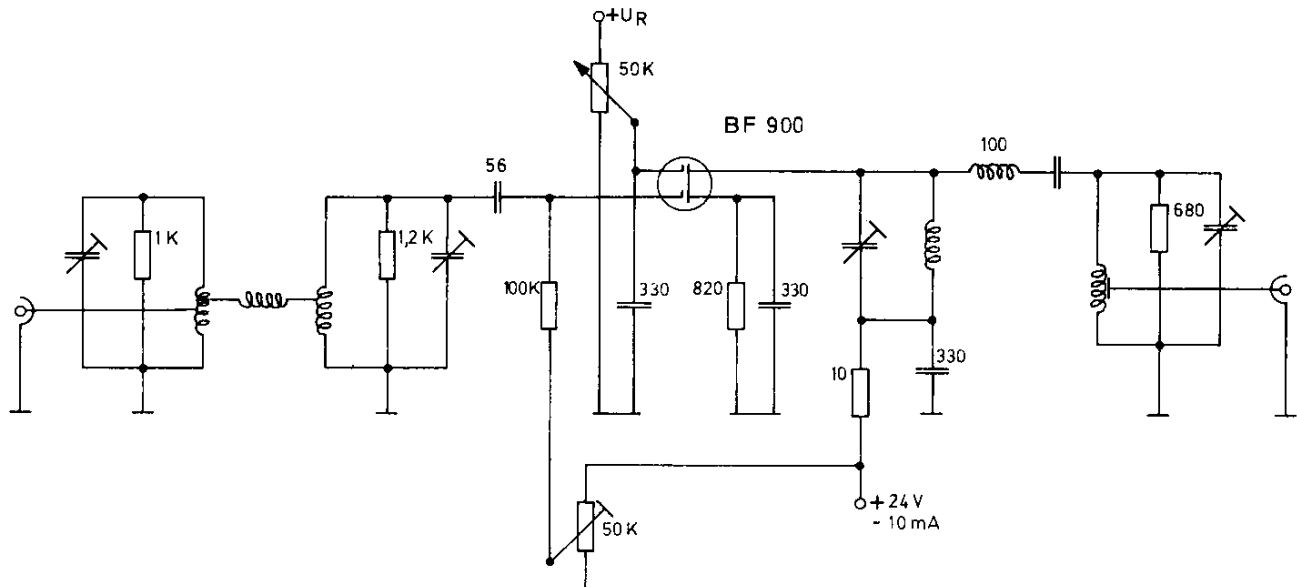


Bild 14

**Meßwerte:**

Leistungsverstärkung	14	dB
Rauschzahl	5,5	dB
Regelbereich größer	30	dB
Ausgangsspannung (DIN 45004)	175	mV $\cong$ 105 dB/ $\mu$ V
Eingangsstörfestigkeit (17MVO3)		
2-Kanalabstand	25	mV $\cong$ 88 dB/ $\mu$ V
Stromverbrauch	ca. 10	mA

**3.4 UHF Kanalverstärker mit BF 905 (K 37)**

Die Schaltung nach **Bild 15** ist analog zu Pkt. 3.1.4 (BF 900 Schaltung) ausgelegt. Gate 1 und Drain sind direkt an die Hochpunkte der abgestimmten Kreise gelegt worden. Die Gleichstromversorgung des FET's läßt sich noch vereinfachen, wenn man die variable Regelspannung direkt dem Gate 2 zuführt und die Vorspannung von Gate 1 von +0,2 ... +0,6 Volt durch einen festen Spannungsteiler eingestellt wird.

**Meßwerte:**

Leistungsverstärkung	16	dB
Rauschzahl	3,6	dB
Ausgangsspannung (DIN 45004)	300	mV $\cong$ 110 dB/ $\mu$ V
Eingangsstörfestigkeit (17MVO3)		
(2-Kanalabstand)	20	mV $\cong$ 85 dB/ $\mu$ V
Regelbereich größer	30	dB
Rückflußdämpfung $a_{11}$	20	dB
$a_{22}$	25	dB
Stromverbrauch	ca. 15	mA

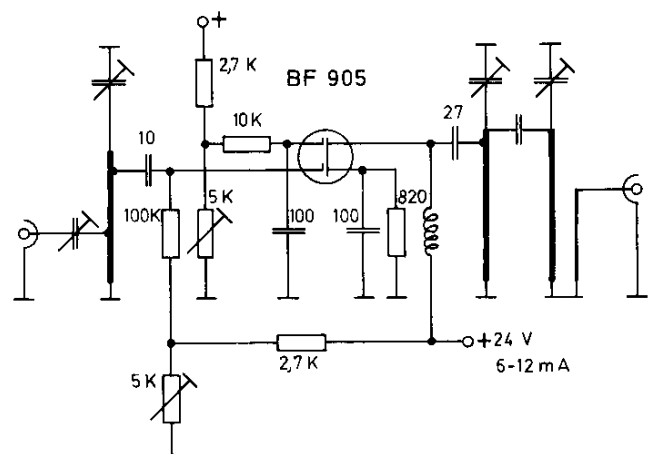


Bild 15

**3.5 UHF Kanalverstärker mit P 8000 für hohe Ausgangsspannung**

Für die Schaltung nach **Bild 16** gelten die gleichen Richtlinien wie unter Punkt 3.2. Der Drainkreis wurde noch zusätzlich durch einen 820 Ohm Widerstand belastet um die Rückflußdämpfung zu verbessern.  $L_4$  und  $C_5$  transformieren die Ausgangsimpedanz von 60 bzw. 75 Ohm an den Hochpunkt des Drainkreises.  $L_4$  ist eine CuL Spule von ca. 1,5 wdg auf 3 mm  $\phi$  während  $C_4$  ein Trimmer von 2–6 pF ist. Bild 17 zeigt die Eingangsstörfestigkeit für einen Intermodulationsabstand von -60 dB.

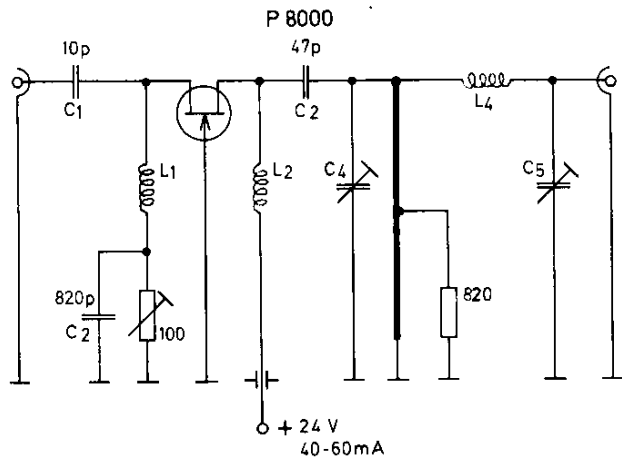


Bild 16

Meßwerte:

Leistungsverstärkung	10 dB
Rauschzahl	5 dB
Ausgangsspannung (DIN 45004)	1,6 V
Eingangsstörfestigkeit (17MVO3)	200 – 500 mV
(2-Kanalabstand)	$\cong 106 - 114 \text{ dB}/\mu\text{V}$
Rückflußdämpfung $a_{11}$	13 dB
$a_{22}$	13 dB
Stromverbrauch	40 – 60 mA

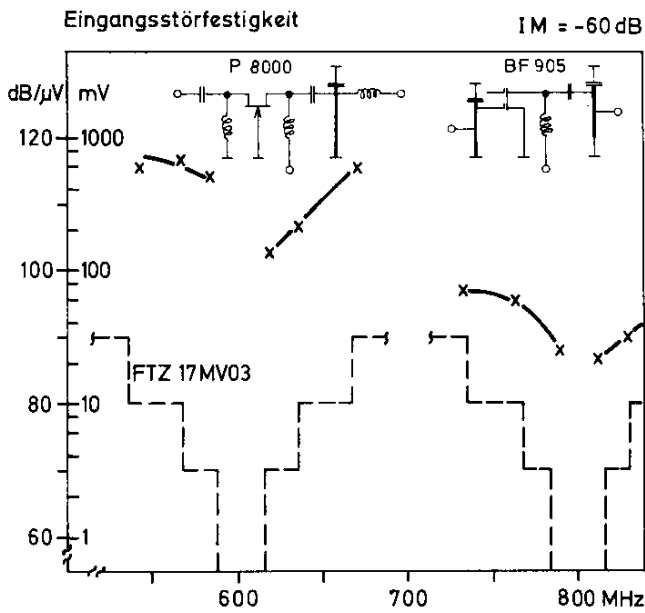


Bild 17



# Applikationsbericht

**Einsatz von Dualgate MOS-FETS  
in VHF Tuner Vorstufen**



## Einsatz von Dualgate MOS-FETS in VHF Tuner Vorstufen

---

Anton Nett

---

### Zusammenfassung

Der vorliegende Bericht beschreibt das Konzept und die Entwicklung einer durchstimmbaren HF Vorstufe im Band III (175–230 MHz). Ausführliche Berechnungen der Kreise, Anpassungsverhältnisse, sowie Arbeitspunkte des BF 900 usw. vervollständigen den theoretischen Teil.

Messungen an einem praktischen Meßaufbau umfassen alle wesentlichen Parameter, die an eine HF Tuner Vorstufe gestellt werden.

---

### Inhalt

---

- |  |   |
|--|---|
| <ol style="list-style-type: none"> <li><b>1. Allgemeines</b></li> <li><b>2. Die Schaltung</b> <ol style="list-style-type: none"> <li>2.1. Eigenschaften</li> <li>2.2. Beschreibung und Funktionsweise           <ol style="list-style-type: none"> <li>2.2.1 Gleichstrom Arbeitspunkt</li> <li>2.2.2 Eingangskreis, Ausgangsbandfilter</li> <li>2.2.3 Abstimmung</li> <li>2.2.4 Leistungsanpassung</li> </ol> </li> <li>2.3. Aufbau</li> </ol> </li> <li><b>3. Durchgeführte Messungen, Ergebnisse</b> <ol style="list-style-type: none"> <li>3.1. Verstärkungsuntersuchungen</li> <li>3.2. Bandbreitenmessungen</li> <li>3.3. Regelverhalten</li> <li>3.4. Arbeitspunkteinstellungen</li> <li>3.5. Rauschen</li> <li>3.6. Kreuzmodulation</li> <li>3.7. Übersteuerungssicherheit</li> </ol> </li> </ol> | <ol style="list-style-type: none"> <li><b>4. Anlage</b> <ol style="list-style-type: none"> <li>4.1. Schaltplan</li> <li>4.2. Bestückungsplan</li> <li>4.3. Berechnung des Eingangskreises           <ol style="list-style-type: none"> <li>4.3.1 Berechnung des Bandfilters</li> </ol> </li> <li>4.4. Weitabselektionskurven</li> <li>4.5. Durchlaß- bzw. Reflexionsdiagramme</li> <li>4.6. Berechnung der Bauelemente für die Anpassung           <ol style="list-style-type: none"> <li>4.6.1 Resonanztransformation (<math>L_1, C_{11}</math>)</li> <li>4.6.2 Smith-Diagramm</li> <li>4.6.3 Kapazitiver Spannungsteiler</li> </ol> </li> <li>4.7. Berechnung der maximalen Verstärkung</li> <li>4.8. <math>G_p</math> und <math>I_D</math> in Abhängigkeit von der Regelung           <ol style="list-style-type: none"> <li>4.8.1 Berechnung des Regelhubes</li> </ol> </li> <li>4.9. <math>G_p</math> und <math>I_D</math> in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt</li> <li>4.10. <math>G_p</math> und <math>I_D</math> in Abhängigkeit vom Source-Widerstand</li> <li>4.11. Rauschmaß F als Funktion von der Frequenz f</li> <li>4.12. Rauschmaß F als Funktion vom Source-widerstand</li> <li>4.13. Rauschmaß F als Funktion von <math>U_{G1S}</math></li> <li>4.14. Rauschmaß F als Funktion von <math>U_{G2S}</math></li> <li>4.15. Kreuzmodulation in Abhängigkeit vom Kanalabstand des Störträgers bei <math>f_o = 178</math> MHz</li> <li>4.16. Kreuzmodulation in Abhängigkeit vom Kanalabstand des Störträgers bei <math>f_o = 200</math> MHz</li> <li>4.17. Kreuzmodulation in Abhängigkeit vom Kanalabstand des Störträgers bei <math>f_o = 227</math> MHz</li> <li>4.18. Kreuzmodulation als Funktion von <math>U_{G1S}</math></li> <li>4.19. Kreuzmodulation als Funktion von <math>U_{G2S}</math></li> <li>4.20. Übersteuerungssicherheit als Funktion von <math>U_{G1S}</math></li> <li>4.21. Übersteuerungssicherheit als Funktion von <math>U_{G2S}</math></li> <li>4.22. Abbildung des Verstärkers</li> </ol> </li> </ol> |
|--|---|
- 



**TEXAS INSTRUMENTS**  
Deutschland GmbH

## 1. Allgemeines

In modernen Tuner-Schaltungen werden in zunehmendem Maße Dual-Gate MOS-FET's eingesetzt. Sie bieten gegenüber den bipolaren Transistoren nicht zu übertreffende Vorteile. Bei der Verwendung als HF-Vorstufe sollen insbesondere folgende Eigenschaften gegeben sein:

1. Geringes Rauschen (gleichbedeutend mit hoher Empfindlichkeit)
2. Große Verstärkung
3. Regelfähigkeit mit weitem Regelhub
4. Gutes Großsignalverhalten (Kreuzmodulationsfestigkeit, hohe Eingangsspannung)
5. Geringe Rückwirkung innerhalb des Verstärkers

Diese fünf Forderungen lassen sich mit den neuen Feldeffekttransistoren bestens erfüllen. Die oben genannten Vorteile gegenüber bipolaren Halbleitern ergeben sich vor allem bei den drei zuletzt genannten Punkten. Die Kreuzmodulationsfestigkeit bei großen Eingangssignalen folgt aus dem günstigeren Verlauf der Kennlinie von FET's, die am Eingang quadratischen Charakter aufweist und damit dem exponentiellen Verlauf von bipolaren Transistoren eindeutig überlegen ist. Die hervorragenden Regeleigenschaften und die geringe Rückwirkung sind auf die Dual-Gate Technik zurückzuführen. Durch eine Gleichspannungsänderung an dieser zusätzlichen Elektrode wird in erster Linie die Steilheit des Transistors und damit die erzielbare Verstärkung geändert, während alle anderen Parameter weitgehend unbeeinflusst bleiben. Da diesem zweiten Gate nur eine veränderliche Gleichspannung zugeführt wird, kann es hochfrequenzmäßig geerdet werden. Somit erhält man zwischen Gate 1 und Source Erdpotential, was eine ausgezeichnete Entkopplung von Eingangskreis und Ausgangskreis darstellt. Dadurch wird ohne Neutralisation beste Rückwirkungsfreiheit erzielt.

Frühere MOS-FET-Typen waren sehr empfindlich gegenüber Spannungsspitzen an der Gate-Elektrode. In den Dual-Gate MOS-FET's der heutigen Generation sind jeweils zwei Zenerdioden zwischen Gate 1, Gate 2 und Source integriert. Diese bieten einen sehr wirksamen Schutz vor einer Zerstörung der Transistoren bei statischen Aufladungen, die bei der Montage bzw. beim Abgleich der fertigen Geräte entstehen können. Auch Spannungsspitzen, die im praktischen Betrieb am Tunereingang auftreten können (z. B.

Blitzeinwirkung, Stoßspannungen), werden durch diese konstruktive Maßnahme ausreichend unwirksam gemacht.

In der nun folgenden Abhandlung sollen die Entwicklung, der Aufbau und die Eigenschaften einer HF-Vorstufe mit dem Dual-Gate MOS-FET BF 900 von Texas Instruments beschrieben werden. Die Schaltung ist speziell auf die Anforderungen einer HF-Vorstufe für einen Fernsehtuner des Bereichs III (175 MHz bis 230 MHz) ausgelegt. Sie stellt eine Prinzipschaltung dar und erhebt keinerlei Anspruch auf Vollkommenheit, d. h., daß in erster Linie die Eigenschaften des Transistors und nicht die Vorzüge von Schaltungskniffen gezeigt werden sollen.

## 2. Die Schaltung

(Schaltplan siehe Anlage 4.1)

### 2.1. Eigenschaften

Die Schaltung stellt eine Vorstufe für einen Fernsehtuner im VHF-Bereich (Band III) dar. Hieraus ergibt sich die Forderung der Durchstimmbarkeit von 175 MHz (Kanal 5) bis 230 MHz (Kanal 12).

Diese Frequenzänderung erfolgt über Kapazitätsdioden, deren Arbeitsbereich zwischen 2 V und 25 V liegen soll. Die Kanalbandbreite bei VHF beträgt 7 MHz; für die Vorstufe ist damit eine 3 dB-Bandbreite von 7–9 MHz über den gesamten Frequenzbereich angebracht. Als minimale Leistungsverstärkung soll der Wert von 13 dB nicht unterschritten werden. Die maximale Änderung der Leistungsverstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz wird auf 3 dB festgelegt.

Einen wichtigen Bestandteil des Verstärkers bildet die Verstärkungs-Regelung über Gate 2. Der maximale Regelhub von ca. 40 dB soll mit einer Spannungsänderung von etwa 0 bis 8 V erreicht werden.

Die Betriebsspannung beträgt 12 V, der Strom der dabei aufgenommen wird hängt sehr stark vom jeweils eingestellten Arbeitspunkt ab.

Alle Widerstände bzw. Spannungsteiler die zur Einstellung vom Arbeitspunkt, der Regelung oder des Abgleichs vorhanden sind, werden als Potis ausgelegt, um auf einfache Art und Weise die Änderung dieser Parameter für die späteren Meßreihen vornehmen zu können.

## 2.2. Beschreibung und Funktionsweise (Schaltplan und Bestückungsplan siehe Anlage 4.1 bzw. 4.2)

### 2.2.1 Gleichstrom-Arbeitspunkt

Wie schon in 2.1 erwähnt, werden alle Gleichspannungen, die zu Veränderungen des Arbeitspunktes des Transistors führen, über Potis zugeführt.

Über den Spannungsteiler  $R_4$  und den Widerstand  $R_3$  erhält Gate 1 seine erforderliche Verspannung. Diese Spannung ist in weiten Grenzen über  $R_4$  einstellbar (optimaler Wert  $U_{G1S} = 0,6 \text{ V}$ ).  $R_3$  verhindert, daß die HF vom Gate 1 in den Gleichstromweg abfließen kann. Da in den Gate-Stromkreisen kein Gleichstrom fließt, können  $R_4$  und  $R_3$  sehr hoch gewählt werden. Eine Grenze nach oben stellt die Zeitkonstante mit dem Durchführungskondensator  $C_{D2}$  dar, die bei zu großem  $R$  unerwünschte „Nachziehscheinungen“ beim Einstellen zur Folge hätte. Die Beschaltung von Gate 2 mit  $R_5$ ,  $R_6$  und  $C_{D3}$  erfolgt auf ähnliche Art wie bei Gate 1. Hier ist allerdings die Elektrode über  $C_4$  direkt geerdet, um die Trennung zwischen Ein- und Ausgangskreis herzustellen. Außerdem ist es möglich,  $U_{G2}$  extern zuzuführen (es handelt sich hier ja um die Regelspannung), oder, falls nicht benötigt, den Anschluß auf  $+12 \text{ V}$  zu legen (über eine Kurzschlußbrücke) und  $U_{G2}$  über  $R_6$  einzustellen.

In die Source-Zuführung ist der Gegenkopplungswiderstand  $R_7$  eingebaut. Auch dieser Widerstand ist regelbar (bis maximal  $1 \text{ k}\Omega$ ), um seinen Einfluß auf die Eigenschaften der Schaltung darstellen zu können. Er dient zur Stabilisierung des Drainstromes und reduziert die Einflüsse von Streuungen des  $I_{DSS}$ -Wertes. Verarmungs-FET's wie der hier verwendete Transistor weisen auch bei einer Gate-Source Spannung von  $0 \text{ Volt}$  einen Drainstrom auf. Dieser Strom, als  $I_{DSS}$  bezeichnet, unterliegt auch innerhalb eines Transistortyps gewissen Streuungen. Da nun die Spannung  $U_{G1}$ -Masse über einen festen Spannungsteiler eingepreßt wird, ändert sich die Spannung  $U_{G1S}$ , die ja den Transistor steuert, in Abhängigkeit von der Spannung am Sourcewiderstand  $R_7$  und damit auch in Abhängigkeit vom Drainstrom.

Transistoren, die einen höheren  $I_{DSS}$ -Wert besitzen, erzeugen eine größere negative Spannung am Gate 1 und werden somit weiter zugeregelt: der Drainstrom stellt sich auf einen niedrigeren Wert ein. Umgekehrt

verläuft der Vorgang bei einem zu geringen  $I_{DSS}$ -Wert. Für die HF wird diese Gegenkopplung durch den Kondensator  $C_5$  unwirksam gemacht.

Um den vollen Regelhub zu erreichen und bei hohen Eingangssignalen den Transistor so weit als möglich zu sperren, wird eine negative Spannung  $U_{G2S}$  benötigt. Da aber bei der Abregelung durch Gate 2 der Drainstrom sehr klein (im Grenzfall zu  $0$ ) wird, reicht der Spannungsabfall über  $R_7$  nicht aus, um Gate 2 auf ein negatives Potential von  $1-2 \text{ V}$  gegenüber Source zu halten. Der Spannungsleiter  $R_8$  liefert nun im abgeregelten Zustand (bei sehr kleinem  $I_D$ ) den Strom, der nötig ist, um über  $R_7$  den gewünschten Spannungsabfall von  $1-2 \text{ V}$  zu erzeugen. Um die Drain-Source Spannung nicht zu großen Schwankungen zu unterwerfen, ist die Diode  $D_4$  eingebaut. Sie bewirkt, daß der eben erläuterte Hilfsstrom erst gegen Ende der Regelphase fließt, dort also, wo er auch benötigt wird.  $R_8$  ist regelbar ausgeführt, damit er Veränderungen von  $R_7$  angepaßt werden kann.

### 2.2.2 Eingangskreis, Ausgangsbandfilter

Am Eingang des Verstärkers wurde ein Parallelschwingkreis ( $C_1$ ,  $L_2$ ,  $C_2$ ,  $D_1$ ) eingebaut. Er hat die Aufgabe, für eine gewisse Vorselektion zu sorgen und damit die Kreuzmodulationseigenschaften zu verbessern. Außerdem wirkt er sich vorteilhaft auf die erreichbare Verstärkung aus. Eine wichtige Funktion erfüllt dieser Resonanzkreis im Zusammenhang mit der Anpassung der Antenne an den Eingangswiderstand des Transistors. Auf diesen Punkt wird später noch etwas näher eingegangen. Die Berechnung des Eingangskreises ( $C_1$ ,  $L_2$ ) ist in Anlage 4.3 zu finden.

Den Ausgang der VHF-Vorstufe bildet ein zweikreisiges Bandfilter ( $L_3$ ,  $C_8$ ,  $C_6$ ,  $D_2$  und  $L_4$ ,  $C_9$ ,  $C_{10}$ ,  $D_3$ ), dessen beide Schwingkreise über magnetische Feldlinien gekoppelt sind. Es liefert vor allem eine günstigere Kurvenform im gesamten Durchlaßbereich als ein einzelner Schwingkreis, d. h. die Amplitudenschwankungen innerhalb der gewünschten Bandbreite werden sehr niedrig gehalten. Einen Nachteil stellt die Verringerung der maximalen Leistungsverstärkung dar. Da der Kopplungsgrad immer kleiner als  $1$  ist, gehen einige dB an Leistungsverstärkung verloren. Bei der hohen Verstärkung die der Transistor liefert, kann dies jedoch jederzeit in Kauf

genommen werden. Die Berechnung der Bauelemente des Bandfilters ist der Anlage 4.3.1 zu entnehmen. Eingangskreis und Ausgangsbandfilter wurden jeweils für eine Bandbreite von 8 MHz ausgelegt. Der Kondensator  $C_7$  legt den „kalten Punkt“ des Filtereingangs auf Masse. Eine direkte Erdung ist hier wegen der Gleichstromzuführung zum Transistor nicht möglich.

### 2.2.3 Abstimmung

Die Abstimmung der drei frequenzbestimmenden Schwingkreise und damit die Einstellung der Betriebsfrequenz erfolgt mit Hilfe von Kapazitätsdioden. Den Dioden wird eine Gleichspannung in Sperrichtung zugeführt, durch deren Änderung sich die Sperrschichtkapazität der Dioden ändert. Mit einer Spannung von ca. 2–25 V erhält man Kapazitäten von etwa 10–2 pF. Damit läßt sich der Verstärker über einen Frequenzbereich von 175–230 MHz durchstimmen. Die Kapazitätsvariation wird den Schwingkreisen über die Kondensatoren  $C_2$  bzw.  $C_6$ ,  $C_{10}$  zugeführt. Hierdurch wird die Abstimmspannung von den Schwingkreisen selbst galvanisch getrennt, da diese gleichstrommäßig entweder auf Masse bzw. auf +12 V liegen. Die Kondensatoren wurden so ausgewählt, daß sie die Wirkung der Kapazitätsdioden auf die Schwingkreise nicht beeinflussen. Die Aufgabe der Widerstände  $R_1$  bzw.  $R_9$ ,  $R_{11}$  besteht darin, die HF vom Gleichstromweg der Abstimmspannung fernzuhalten und dadurch mögliche Rückwirkungen vom Ausgang auf den Eingang zu vermeiden. Diesem Zwecke dienen auch die an diesen wie auch an allen anderen Anschlüssen angebrachten Durchführungskondensatoren  $C_{D1} - C_{D8}$ . Die Kapazitätsdioden erhalten ihre Spannung über getrennte Spannungsteiler ( $R_2$  bzw.  $R_{10}$ ,  $R_{12}$ ). Sie sind zur Erleichterung des Abgleichs (Gleichlauf der drei Schwingkreise!) vorhanden und haben auf die fertige Schaltung keinen weiteren Einfluß. Die Spannungszuführung erfolgt über einen Lötstift auf der Leiterplatte.

### 2.2.4 Leistungsanpassung

Einen wesentlichen Bestandteil beim Entwurf eines HF-Verstärkers stellt die Anpassung der unterschiedlichen Wirkwiderstände dar. So soll der Eingangswiderstand von 60  $\Omega$  ohne nennenswerte Verluste auf 1 k $\Omega$  gebracht werden, was dem Realteil des Transistoreingangswiderstandes entspricht. Dabei

darf jedoch der Schwingkreis am Eingang nicht zu sehr bedämpft werden, um seine Wirkung nicht zunichte zu machen. Das heißt also, daß auch Gate 1 des Transistors mit seinem Widerstand von 1 k $\Omega$  ( $Y_{11}$  aus dem Datenblatt bei 200 MHz) nicht direkt an den Hochpunkt des Schwingkreises gelegt werden kann. Auch dieser Wert muß demnach noch höher transformiert werden. Am Ausgang verhält es sich ähnlich. Hier wird das Problem nur dadurch etwas vereinfacht, da der Drainanschluß mit seinem Wirkwiderstand von 4 k $\Omega$  ( $Y_{22}$  aus dem Datenblatt bei 200 MHz) bei der gewünschten Bandbreite von 8 MHz schon direkt an den Hochpunkt des Bandfilters gelegt werden kann. Es muß aber noch der Ausgang des Verstärkers mit seinen 60  $\Omega$  an das Bandfilter (wegen der Symmetrie des Filters sind die 60  $\Omega$  ebenfalls auf 4 k $\Omega$  hoch zu transformieren) angepaßt werden.

Zur Lösung des Problems bieten sich mehrere Methoden an. Eine Möglichkeit zur Leistungsanpassung stellt die Verwendung von  $\pi$ -Filtern dar. Hierbei ergäben sich jedoch einige Schwierigkeiten, die den Schaltungsaufbau beträchtlich erhöhen würden. Einmal müßte das  $\pi$ -Filter mit dem Bandfilter am Ausgang kombiniert werden. Weitere Schwierigkeiten würde es dann bereiten, die Anpassung über den gesamten Frequenzbereich konstant zu halten. Da zwei frequenzbestimmende Kondensatoren vorhanden sind, müßten auch zwei Kapazitätsdioden geschickt eingebaut werden, damit das Verhältnis der wirksamen Kapazitäten erhalten bliebe.

Auf einfachste Art und Weise ließe sich durch eine Anzapfung der Schwingkreisspulen die gewünschte Anpassung erreichen. Theoretisch wären die Abgriffpunkte über die Trafogleichung leicht zu bestimmen. In der Praxis liefert diese Schaltung auch eine gute Anpassung, doch weist sie wieder Nachteile auf, die eine geeignetere Lösung für angebracht erscheinen lassen.

So sind einmal Spulenanzapfungen unbeliebt, da sich der richtige Abgriffpunkt äußerst schwierig realisieren läßt (bei einer Gesamtwindungszahl von  $N \approx 4$  müßte z. B. bei genau  $N = 0,352$  angezapft werden!). Zum zweiten ist die Weitabselektion, d. h. die Dämpfung von Frequenzen außerhalb der Resonanz, gegenüber der verwendeten Schaltung erheblich ungünstiger, was die Kreuzmodulationseigenschaften negativ beeinflussen würde.

Als für die vorliegende Aufgabe optimal erweist sich die Kombination der Resonanztransformation mit einem kapazitiven Spannungsteiler am Eingang, bzw. einer reinen Resonanztransformation am Ausgang. Die Wirkung der Resonanztransformation beruht darauf, daß der sehr kleine Abschlußwiderstand (hier  $60 \Omega$ ) vom Resonanzüberhöhten Schwingkreisstrom durchflossen wird und dadurch an ihm dieselbe Leistung anliegt als am erheblich höheren Wirkwiderstand, den der Schwingkreis im Resonanzfall nach außen hin darstellt. Die Ankopplung der Ein- und Ausgangswiderstände geschieht nach dem eben genannten Prinzip über die Blindwiderstände  $L_1$  am Eingang und  $C_{11}$  am Ausgang. Durch die Verwendung einer Spule erhält man für Frequenzen außerhalb der Resonanz Tiefpaßcharakter und durch den Kondensator Hochpaßcharakter, was die ausgezeichnete Weitabselektion des Verstärkers liefert.

Der Transistor wird über einen kapazitiven Spannungsteiler an den Eingangsschwingkreis angeschlossen. Dieser Spannungsteiler wird durch den Kondensator  $C_3$  und durch die Eingangskapazität des Transistors gebildet.

Hierdurch läßt sich relativ einfach gute Anpassung erzielen.

Zu diesem Themakomplex wurden vom Impedanzwobbler (Rohde + Schwarz) über einen X-Y-Schreiber mehrere Kurven aufgenommen, die in Anlage 4.4 und 4.5 zu finden sind. Aus der Kurve für die Weitabselektion im Durchstimmbereich (Anlage 4.4) ist zu entnehmen, daß für Frequenzen außerhalb der Resonanz Dämpfungswerte von über 60 dB erreicht werden. Die vorher angesprochene Methode, Anpassung durch Anzapfung der Spulen zu realisieren, würde nur zu Dämpfungswerten von maximal 30 dB führen! Diese Kurve ist im logarithmischen Maßstab dargestellt. Anlage 4.5 zeigt in linearer Aufnahme bei einer Meßfrequenz von 200 MHz den Verlauf der Durchlaßkurve des gesamten Verstärkers, zum anderen die Reflexion am Eingang sowie am Ausgang. Die wesentlichen Berechnungen der zur Leistungsanpassung verwendeten Bauteile  $L_1$ ,  $C_{11}$  sowie  $C_3$  sind der Anlage 4.6 zu entnehmen. Sie enthält auch ein Smith-Diagramm, das den prinzipiellen Weg bei der Anpassung mit Hilfe der Resonanztransformation zeigt (hier die Konstruktion von  $C_{11}$ ).

## 2.3. Aufbau

Der Aufbau der VHF-Vorstufe erfolgt auf einer kupferkaschierten Leiterplatte. Der Reglerteil mit den sieben Potis ist vom eigentlichen Verstärker räumlich getrennt. Hier befinden sich auch die Lötstifte, über die die Versorgungsspannungen zugeführt werden. Die Weiterleitung der Gleichspannungen in den Verstärkerteil übernehmen Durchführungskondensatoren, die mögliche HF-Verkopplungen ausschließen. Auch der Verstärker selbst ist durch ein Abschirmblech in den Eingangskreis und Ausgangskreis getrennt. Am jeweiligen Ende dieser Kammern sind die BNC Buchsen für die HF-Zuführung angebracht. Dem Abschirmblech, das den gesamten Aufbau umgibt, fallen mehrere Aufgaben zu. Einmal soll es, wie die Bezeichnung schon sagt, den Eingang vom Ausgang abschirmen, damit keine Rückwirkung entsteht. Zudem trennt es über Durchführungskondensatoren den Reglerteil vom HF-Weg, so daß hier die Leitungsführung unkritisch wird. Das Blech verleiht der gesamten Schaltung auch eine vorzügliche mechanische Stabilität, z. B. wurden die BNC-Buchsen damit fest verlötet. Nicht zuletzt trägt es dazu bei, eindeutige Masseverhältnisse zu schaffen, da die Bezugsmasse, die von der Leiterplatte geliefert wird, hierfür nicht ausreichen würde. Somit erhöht sich zusätzlich die elektrische Stabilität der Schaltung. Um diese elektrische Stabilität tatsächlich zu gewährleisten müssen die Bauteile sinnvoll angeordnet werden. So sind z. B. die Spulen des Bandfilters zum Eingangskreis entkoppelt angeordnet (um  $90^\circ$  gedreht). Sehr wichtig ist die extrem kurze Erdung der Gate 2- und Source-Anschlüsse, da sonst sofort Schwingneigungen auftreten können. Einmal entsteht dabei über ein mangelhaft geerdetes Gate 2 Rückwirkung von Drain auf Gate 1 und die Induktivität des Source-Anschlusses begünstigt die Anregung von Schwingungen im GHz-Bereich. Unter Berücksichtigung dieser schaltungstechnischen Forderungen läßt sich ein recht stabiler VHF-Verstärker aufbauen.

## 3. Durchgeführte Messungen, Ergebnisse

### 3.1. Verstärkungsuntersuchungen

Die VHF Vorstufe liefert eine maximale Leistungsverstärkung von 17 dB.

Dieser Wert wird bei folgenden Parametern erreicht:

Meßfrequenz $f_o$	= 230 MHz
Source-Widerstand $R_7$	= 50 $\Omega$
Spannung am Gate 2 $U_{G2S}$	= 6 V
Spannung am Gate 1 $U_{G1S}$	= 0,6 V
Drainstrom $I_D$	= 16 mA
Betriebsspannung $U_B$	= 12 V

Abhängig von der Betriebsfrequenz ändert sich auch die Verstärkung. Bei einer Frequenz von 175 MHz stellt sich bei sonst unveränderten Parametern eine Verstärkung von 13,5 dB ein. Diese Abnahme von  $V_P$  erfolgt linear mit der Erniedrigung der Frequenz. Als Ursache hierfür ist eine zusätzliche kapazitive Kopplung im Ausgangsbandfilter zu sehen, die bei höheren Frequenzen einen größeren Kopplungsgrad aufweist und somit eine höhere Verstärkung verursacht. Es wurde schon früher darauf hingewiesen, daß durch den Kopplungsgrad ( $<1$ ) nicht die volle Verstärkung, wie sie aufgrund der Y-Parameter des Transistors sein sollte, erwartet werden darf. So ist die Differenz zwischen dem in Anlage 4.7 errechneten Wert und der tatsächlichen gemessenen Verstärkung in erster Linie im Bandfilter zu suchen. Einen geringen Beitrag zu dieser Differenz liefern noch die Spulenverluste, die die Schwingkreise zusätzlich bedämpfen.

### 3.2. Bandbreitemessungen

Die Bandbreite des Verstärkers soll 8 MHz betragen, wobei ein minimaler Wert von 7 MHz und ein maximaler Wert von 9 MHz zulässig ist. Sie ist bei voller Verstärkung von der Frequenz nur geringfügig abhängig. Im Frequenzbereich von 175–230 MHz liegt die Bandbreite zwischen 8 und 8,5 MHz. Eine etwas größere Schwankung ergibt sich im ganz zugeregelten Zustand. Hier nimmt die Bandbreite von 7 MHz (bei  $f_o = 175$  MHz) bis 9 MHz (bei  $f_o = 230$  MHz) kontinuierlich zu.

### 3.3. Regelverhalten

Das Diagramm in Anlage 4.8 zeigt die Abhängigkeit der Leistungsverstärkung und des Drainstroms von der Regelspannung  $U_{G2S}$ . Die Regelkennlinie weist die größte Steilheit im Bereich von  $+2,5 \text{ V} > U_{G2S} > -1 \text{ V}$  auf. Daraus folgt, daß man den Transistor im praktischen Betrieb bevorzugt in diesem Gebiet arbeiten lassen wird. Der Drainstrom  $I_D$  nimmt im gesamten Regelbereich Werte zwischen 0 und 16 mA an. Sein Verlauf entspricht dabei dem der Regelkennlinie. Aus

der Kurve läßt sich noch der maximale Regelhub entnehmen. Er setzt sich zusammen aus der maximalen Verstärkung von etwa 16 dB, der maximalen Dämpfung von 23 dB bei Abregelung und beträgt somit 39 dB. Dieser Meßwert kann auch überschlägig berechnet werden, wie in Anlage 4.8.1 gezeigt ist. Durch schaltungstechnische Kniffe ließe sich der Regelhub noch um einige dB verbessern.

### 3.4. Arbeitspunkteinstellung

Der gewünschte Arbeitspunkt des Transistors wird durch die im praktischen Betrieb fest eingestellte Vorspannung des Gate 1 ( $U_{G1S}$ ) fixiert. Welche Möglichkeiten sich dafür bieten, verdeutlicht das Diagramm in Anlage 4.9. Es zeigt die Abhängigkeit der Verstärkung und des Drainstromes  $I_D$  von der Spannung am Gate 1 ( $U_{G1S}$ ). Die Verstärkung bleibt in weiten Grenzen annähernd konstant. Erst bei etwa  $U_{G1S} = 0,5 \text{ V}$  nimmt  $V_P$  wesentlich ab.  $I_D$  dagegen verläuft im gesamten Bereich von 0–20 mA etwa linear. Folgerung:  $I_D$  kann in weitem Umfang eingestellt werden, ohne nennenswerte Verluste an Verstärkung hinnehmen zu müssen. Die Kurven in Anlage 4.10 zeigen den Einfluß vom Source-Widerstand auf  $V_P$  und  $I_D$ .

### 3.5. Rauschen

Aus den Kurven, die die Resultate der Rauschmessungen widerspiegeln, läßt sich folgendes feststellen: Das Rauschmaß  $F$  (in dB) weist als Funktion von der Betriebsfrequenz (Anlage 4.11) und vom Source-Widerstand  $R_7$  (Anlage 4.12) keine nennenswerte Abhängigkeit auf. Bei Veränderungen der Spannungen  $U_{G1S}$  (Anlage 4.13) und  $U_{G2S}$  (Anlage 4.14) zeigt sich, daß das Rauschmaß bis zu den Spannungswerten konstant bleibt, die noch keine Erniedrigung der Verstärkung hervorrufen. Erst ab dieser Grenze verschlechtert sich das Rauschverhalten der VHF-Vorstufe insbesondere bei  $U_{G2S}$  erheblich. Beim Abregeln muß also mit ungünstigerem Rauschverhalten gerechnet werden. Zu dem absoluten Meßwert von 3,1 dB bei optimaler Einstellung ist zu sagen, daß er für eine VHF-Vorstufe ein recht brauchbares Ergebnis darstellt.

### 3.6. Kreuzmodulation

Alle Kreuzmodulationsmessungen wurden unter folgenden Bedingungen durchgeführt: Die Amplitude des Nutzträgers bei  $f_o$  beträgt

stets 5 mV. Der Nutzträger ist nicht moduliert. Der Störträger bei der Frequenz  $f_{ST}$  bzw. im jeweiligen Kanalabstand wird 100% AM moduliert. Die Amplitude des Störträgers mit seinen beiden Seitenbändern wird nun so lange erhöht, bis der Nutzträger die Modulation des Störträgers mit einem Modulationsgrad von 1% übernommen hat. Das heißt: die Amplituden der beiden Seitenbänder die der Nutzträger jetzt aufweist, müssen zu dessen Amplitude ein solches Verhältnis haben (-46 dB), daß der daraus resultierende Modulationsgrad einem Wert von 1% entspricht.

Die Amplitude (in mV), die der Störträger hierzu erreichen muß, stellt ein Maß für die Kreuzmodulation dar und ist in den Diagrammen festgehalten. Die Ergebnisse der Kreuzmodulationsmessungen in Abhängigkeit vom Kanalabstand (jeweils 7 MHz) der Störfrequenz von der Nutzfrequenz (Anlagen 4.15, 4.16, 4.17) zeigen, daß die günstigsten Resultate in Bandmitte festgestellt wurden. An den Bandgrenzen weichen die Kurven etwas von der optimalen Form ab. Die absolut erreichten Werte mit dem Dual-Gate MOS-FET BF 900 stellen eine entscheidende Verbesserung der Kreuzmodulationseigenschaften und damit der Störsicherheit gegenüber bipolaren Transistoren dar. Zum Abschluß der Kreuzmodulationsmessungen wurde noch die Abhängigkeit der Störfestigkeit von  $U_{G1S}$  und  $U_{G2S}$  untersucht. Die Störfrequenz wurde dabei auf einen Abstand von 2 Kanälen festgehalten. Aus Anlage 4.18 ist zu sehen, daß eine Veränderung von  $U_{G1S}$  innerhalb eines weiten Bereiches keinen nennenswerten Einfluß auf die Kreuzmodulationseigenschaften ausübt. Erst bei  $U_{G1S}$ -Werten, die schon eine Abnahme der Verstärkung bewirken, geht auch die Störfestigkeit zurück. Eine Erniedrigung von  $U_{G2S}$  hingegen ergibt eine Verbesserung der Kreuzmodulationseigenschaften (Anlage 4.19).

### 3.7. Übersteuerungssicherheit

Als abschließende Untersuchung des HF-Verstärkers wurde seine Übersteuerungssicherheit am Eingang festgehalten. Bei einer Frequenz von 200 MHz wird die Eingangsspannung so weit erhöht, bis am Ausgang keine Vergrößerung der Ausgangsspannung mehr festzustellen ist. Dieser Wert für die Eingangsspannung stellt den Meßwert der Diagramme dar. Da diese Methode eine völlige Begrenzung des Ausgangssignales voraussetzt, ist die Übertragung des

Nutzsignales keinesfalls mehr linear. Ist eine verzerrungsfreie Wiedergabe erwünscht, so sind die Eingangsspannungen entsprechend niedriger zu wählen. Mit dieser Messung soll lediglich die Tendenz der Übersteuerungssicherheit aufgezeigt werden. Diese Tendenz nun weist darauf hin, daß die Eingangsspannung größer werden darf, wenn die Verstärkung durch Zurücknahme von  $U_{G1S}$  (Anlage 4.20) oder  $U_{G2S}$  (Anlage 4.21) abnimmt. Dies läßt auf eine Übersteuerung der Ausgangskennlinie schließen.

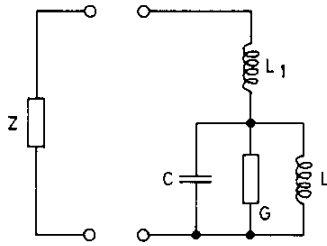
### Quellenangaben:

Alle praktischen Arbeiten wie der Aufbau der Schaltung und die Durchführung der Meßreihen wurden bei der Firma Texas Instruments in Freising gemacht. Hierzu standen sämtliche Bauteile und eine Auswahl von hochqualitativen Meßgeräten zur Verfügung. Für die theoretische Ausarbeitung konnte Einsicht in etliche Untersuchungsberichte genommen werden, die sich mit den behandelten Themen beschäftigen. In der vorliegenden Arbeit wurde inhaltlich auf Teilgebiete von folgenden Schriften zurückgegriffen:

1. Report Nr.: 25  
Feldeffekt-Transistortechnik  
für universelle HF-Anwendungen
2. Untersuchungsbericht Nr.: 28  
Drainstromstabilisierung des MOS-FET  
BF 900 und Einfluß auf die Leistungsverstärkung und Rauschzahl.

Einige Berechnungen (Spulenberechnungen aufgrund von Diagrammen) stützen sich auf Unterlagen der Ingenieurschule Furtwangen („Einführung in die Hochfrequenztechnik“), die ebenfalls zur Verfügung standen.





Gegeben: Z, C, L, G

Gesucht:  $L_1$  für Anpassung  
von Z an  $\frac{1}{G}$

Berücksichtigt man in der vorangegangenen Rechnung das  $\div$  Zeichen vor der Wurzel und ersetzt  $\frac{1}{j\omega L_{11}}$  durch  $j\omega L_1$ , so erhält man:

$$L_1 = \frac{Z \cdot \sqrt{\frac{G}{Z} - G^2}}{\omega \cdot G}$$

Mit  $Z = 60 \Omega$ ,  $G = 0,234 \text{ mS}$  (aus Eingangskreisberechnung)  
und  $f = 200 \text{ MHz}$   
folgt:  $L_1 = 400 \text{ nH}$

Windungszahl  $N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$ ;  $A_L = r \cdot k$

(r in [cm], k in [nH])

r: Spulenradius ( $r = 0,3 \text{ cm}$ )

k: Faktor für Verhältnis von Spulenlänge zu Spulendurchmesser,

$k = 13$  für  $\frac{l}{\phi} = 1$  (aus Diagramm)

daraus ergibt sich:  $N = 10$  Windungen

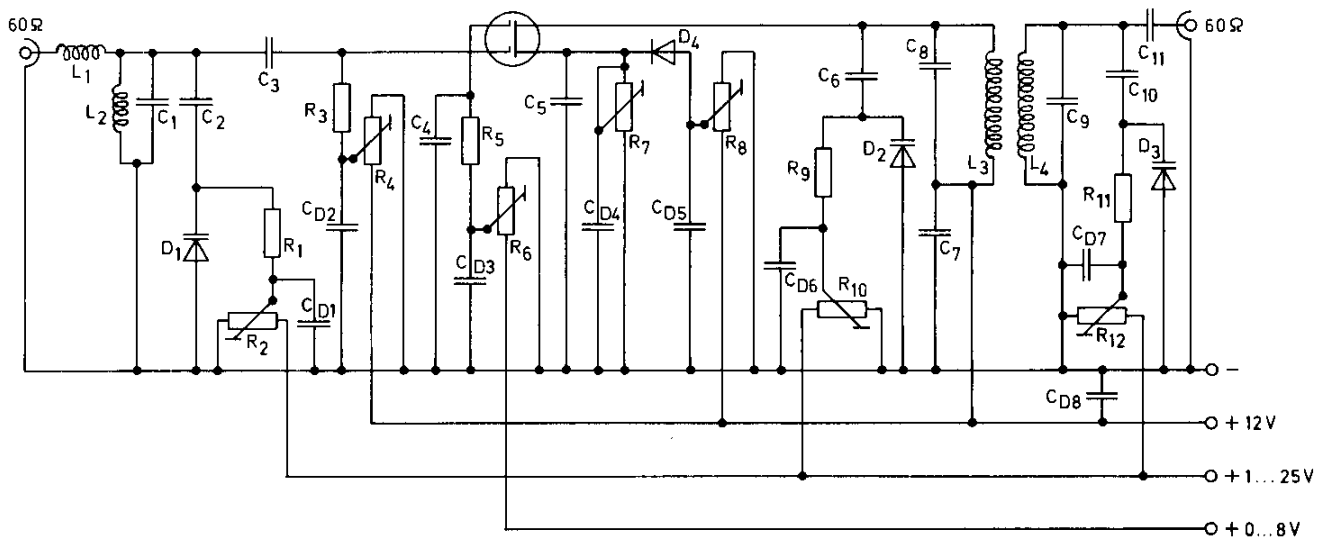
## 4.2. Bestückungsplan

- $R_1 = 270 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = 47 \text{ k}\Omega$
- $R_4 = 50 \text{ k}\Omega$
- $R_5 = 47 \text{ k}\Omega$
- $R_6 = 50 \text{ k}\Omega$
- $R_7 = 1 \text{ k}\Omega$
- $R_8 = 1 \text{ k}\Omega$
- $R_9 = 270 \text{ k}\Omega$
- $R_{10} = 50 \text{ k}\Omega$
- $R_{11} = 270 \text{ k}\Omega$
- $R_{12} = 50 \text{ k}\Omega$

- $C_1 = 100 \text{ pF}$
- $C_2 = 100 \text{ pF}$
- $C_3 = 5,2 \text{ pF}$
- $C_4 = 1 \text{ nF}$
- $C_5 = 1 \text{ nF}$
- $C_6 = 100 \text{ pF}$
- $C_7 = 1 \text{ nF}$
- $C_8 = 2 \text{ pF}$
- $C_9 = 2 \text{ pF}$
- $C_{10} = 100 \text{ pF}$
- $C_{11} = 2 \text{ pF}$
- $C_{D1} \dots C_{D8} = 1 \text{ nF}$

- $L_1 = 10 \text{ Wdg } 0,3 \text{ mm CuL}$
- $L_2 = 4 \text{ Wdg } 0,6 \text{ mm CuL}$
- $L_3 = 3 \text{ Wdg } 0,6 \text{ mm CuL}$
- $L_4 = 3 \text{ Wdg } 0,6 \text{ mm CuL}$
- $D_{1, 2, 3} = \text{BB 105}$
- $D_4 = 1 \text{N 914}$

Transistor: BF 900



### 4.3. Berechnung des Eingangskreises

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C}}$$

$$\Rightarrow L_2 = \left(\frac{1}{2\pi \cdot f}\right)^2 \cdot \frac{1}{C}$$

Bei  $f = 230$  MHz setzt sich  $C$  zusammen aus:

1.  $C_1 = 2$  pF
  2. Kapazitätsdiode : 2 pF
  3. Wirksame Transistoreingangskapazität: 2 pF
  4. Schaltungskapazität: 1 pF
- $$\Rightarrow C = 7$$
- pF

Hieraus ergibt sich:  $L_2 = 68$  nH

Berechnung der Windungszahl  $N$ :

$$L = A_L \cdot N^2 \Rightarrow N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

$$A_L = r \cdot k$$

$r$ : Spulenradius in [cm] ( $r = 0,3$  cm)

$k$ : Faktor für das Verhältnis Spulenlänge

zu Spulendurchmesser, bei  $\frac{l}{D} = 1$

$\Rightarrow k = 13$  [nH] (aus Diagramm)

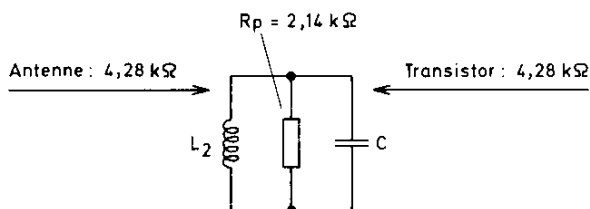
$\Rightarrow N = 4$  Windungen

Wirksames  $R_p$  bei 8 MHz Bandbreite und  $f = 200$  MHz

$$R_p = Q \cdot X_p$$

$$Q = \frac{f}{b}; X_p = \omega L_z$$

$\Rightarrow R_p = 2,14$  k $\Omega$



Bei Anpassung am Eingang müssen Antenne und Transistor jeweils 4,28 k $\Omega$  in den Kreis liefern, um  $r_p = 2,14$  k $\Omega$  zu erreichen.

#### 4.3.1 Berechnung des Bandfilters

Die Berechnung erfolgt für kritische Kopplung

Gegebene Werte:

Frequenz:  $f = 230$  MHz

Bandbreite:  $b = 8$  MHz

Realteil von  $Y_{22}$  des Transistors:

$G = 0,25$  mS

Imaginärteil von  $Y_{22}$  des Transistors:

$C_{22} = 2$  pF

Gesucht:  $L, C$

$$L = \frac{1}{Y_k \cdot \omega}; Y_k = \frac{\sqrt{2} \cdot f \cdot G}{b} \text{ (Kennleitwert)}$$

$$\Rightarrow L = 69$$
 nH

Berechnung der Windungszahl  $N$ :

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}; A_L = r \cdot k$$

Mit  $r = 0,4$  cm und  $k = 13$  nH ( $\frac{l}{D} = 1$ ) erhält man:

$N \approx 3$

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}; C = \left(\frac{1}{2\pi f}\right)^2 \cdot \frac{1}{L}$$

Mit  $f = 230$  MHz und  $L = 69$  nH ergibt sich:  $C = 6,9$  pF

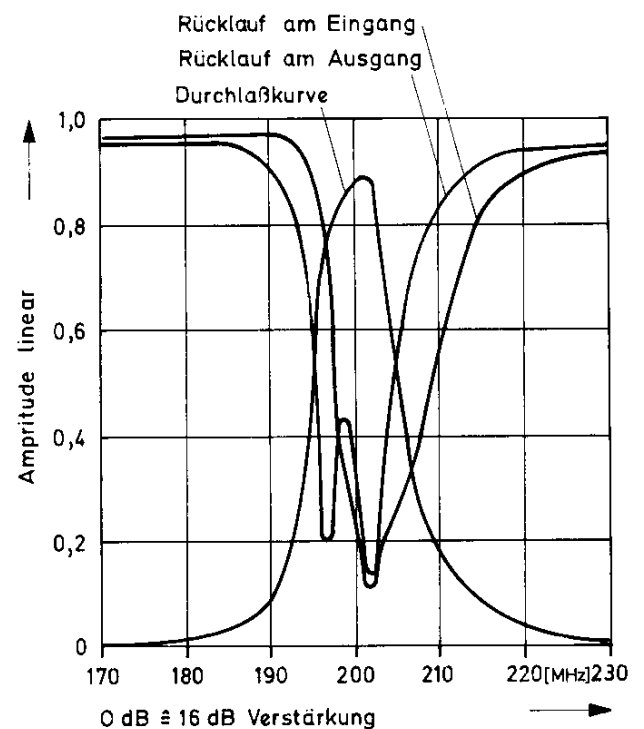
Die wirksame Schwingkapazität  $C = 7$  pF setzt sich zusammen aus:

$$(C_B = 2 \text{ pF}); (C_{22} = 2 \text{ pF}) + (C_{\text{Diode}} = 2 \text{ pF})$$

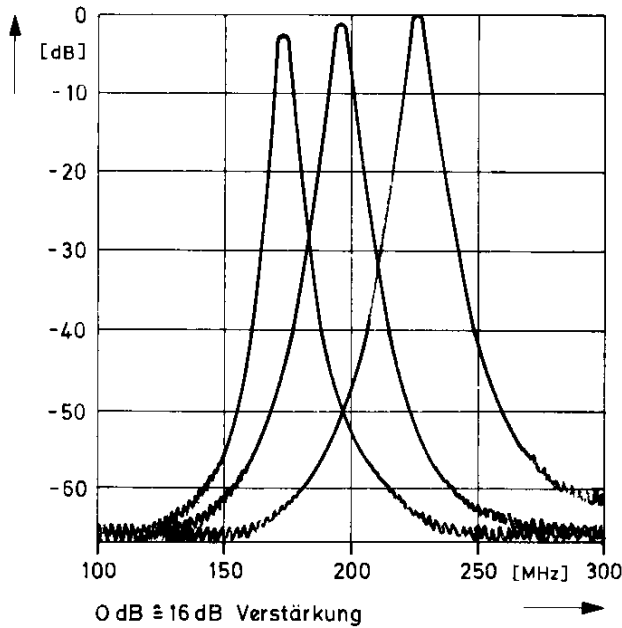
$$+ (C_{\text{Schaltung}} \cdot 1 \text{ pF}) = (C = 7 \text{ pF})$$

Die Berechnungen wurden für  $L_3$  und  $C$  Primärkreis durchgeführt. Auf Grund der Symmetrie des Bandfilters gelten sie ebenso für  $L_4$  und  $C_{\text{Sekundärkreis}}$ , die somit die gleichen Werte aufweisen ( $G \triangleq$  transformiertem Anschlußwiderstand;  $C_{22} \triangleq C_{11}$ )

### 4.4. Weitabselektion im Durchstimmbereich



## 4.5. Durchlaß- bzw. Reflexionsdiagramme



Bei Resonanz ist der Imaginärteil gleich 0:

$$\Rightarrow \frac{1}{\omega C_{11}} = - \frac{\omega C - \frac{1}{\omega L}}{G^2 \div (\omega C - \frac{1}{\omega L})^2}$$

Aus dem Realteil erhält man:

$$(\omega C - \frac{1}{\omega L})^2 = \frac{G}{Z} - G^2$$

und  $\omega C - \frac{1}{\omega L} = (\pm) \sqrt{\frac{G}{Z} - G^2}$

In die Bedingung des Imaginärteils eingesetzt erhält man:

$$\frac{1}{\omega C_{11}} = \frac{\sqrt{\frac{G}{Z} - G^2}}{G^2 \div \frac{G}{Z} - G^2} = \frac{Z}{G} \cdot \sqrt{\frac{G}{Z} - G^2}$$

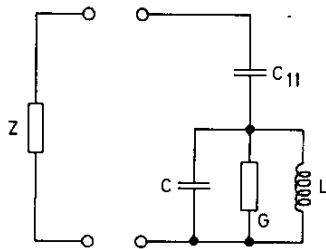
$$\Rightarrow C_{11} = \frac{G}{\omega \cdot Z \cdot \sqrt{\frac{G}{Z} - G^2}}$$

Mit  $Z = 60 \Omega$ ,  $G = 0,25 \text{ mS}$  ( $R = 4 \text{ k}\Omega$ ),  
 $f = 200 \text{ MHz}$   
 folgt:  $C_{11} = 1,6 \text{ pF}$

Tatsächlich verwendet wird ein Kondensator von  $2 \text{ pF}$

## 4.6 Berechnung der Bauteile für die Anpassung

### 4.6.1 Resonanztransformation



Gegeben:  $Z, C, L, G$

Gesucht:  $C_{11}$  für  
 Anpassung  
 von  $Z$  an  $\frac{1}{G}$

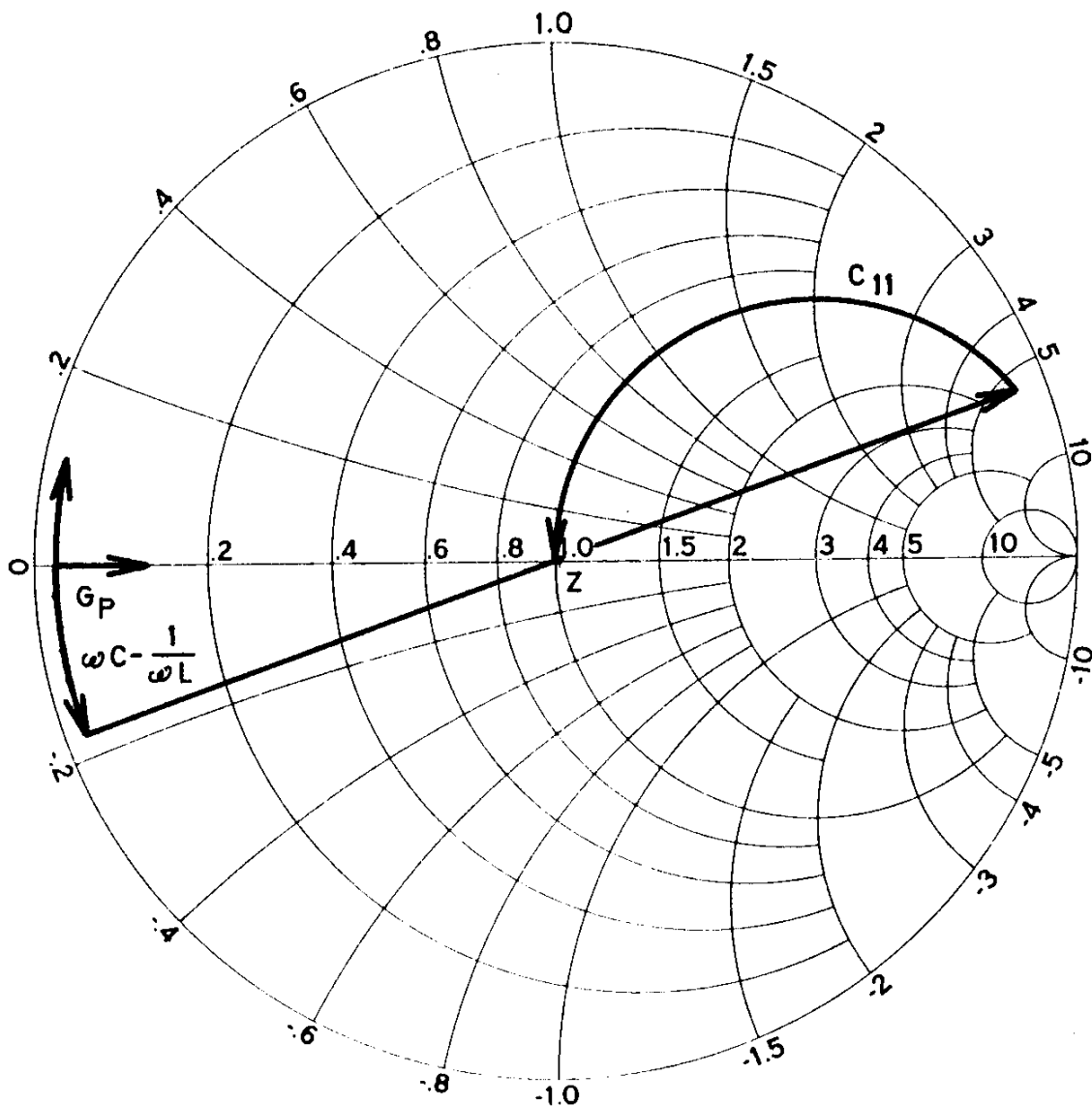
$$Z = \frac{1}{j\omega C_{11}} + \frac{1}{G + j\omega C - j\frac{1}{\omega L}}$$

$$Z = -j\frac{1}{\omega C_{11}} \div \frac{1}{G \div j(\omega C - \frac{1}{\omega L})} = -j\frac{1}{\omega C_{11}} \div$$

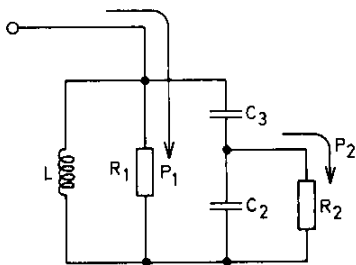
$$\frac{G - j(\omega C - \frac{1}{\omega L})}{G^2 + (\omega C - \frac{1}{\omega L})^2}$$

$$Z = \frac{G}{G^2 \div (\omega C - \frac{1}{\omega L})^2} - j \left( \frac{1}{\omega C_{11}} \div \frac{\omega C - \frac{1}{\omega L}}{G^2 \div (\omega C - \frac{1}{\omega L})^2} \right)$$

### 4.6.2 Smith-Diagramm



### 4.6.3 Kapazitiver Spannungsteiler



Gegeben:  $R_1, R_2, C_2$   
 Gesucht:  $C_3$

Bedingung für Anpassung:  $P_1 = P_2$

$$P = \frac{U^2}{R}; \quad \frac{U_1^2}{R_2}; \quad \frac{U_1}{U_2} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}}{\frac{1}{C_2}}; \quad \frac{\frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_2}}{\frac{1}{C_2}} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

$$\implies C_3 = \frac{C_2}{\sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1}}$$

Mit:

- $R_1 = 4,28 \text{ k}\Omega$  (aus Eingangskreisberechnung)
- $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$  (Realteil von  $Y_{11}$  des Transistors bei 200 MHz)
- $C_2 = 5,5 \text{ pF}$  (4,5 pF Eingangskapazität des Transistors + 1 pF Schaltungskapazität)

erhält man:  $C_1 = 5,14 \text{ pF}$   
 Tatsächlich verwendet wird ein Kondensator mit  $5,2 \text{ pF}$

Bei optimaler Anpassung (für die der Verstärker ausgelegt ist)

folgt:  $g_{11} = G_S$  und  $g_{22} = G_L$

$$\text{Mit } (Y)_{BF900} = \begin{pmatrix} 1 + j5,5 \text{ mS} & 0 + j0,025 \text{ mS} \\ 10 - j8 \text{ mS} & 0,25 + j2,5 \text{ mS} \end{pmatrix} \quad (f = 200 \text{ MHz})$$

ergibt sich:

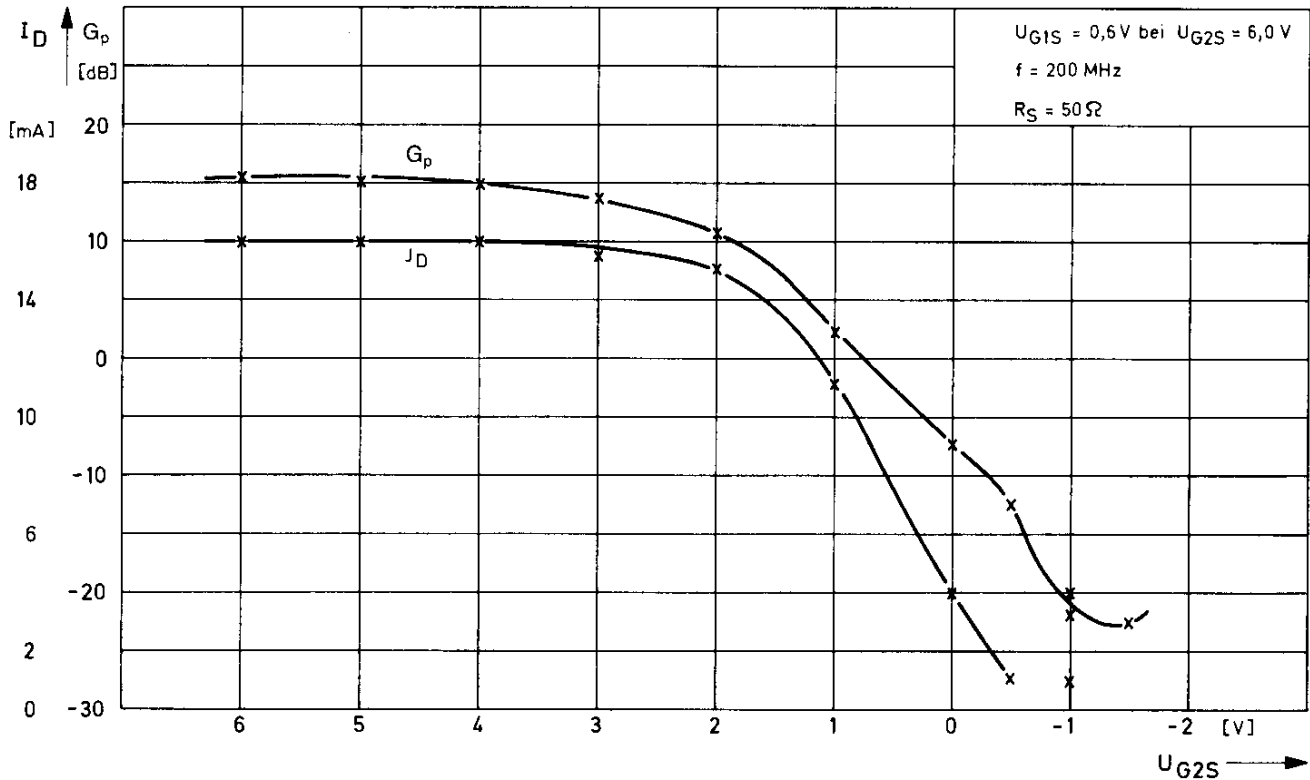
$$G_{p \max} = 355 \hat{=} 25 \text{ dB}$$

#### 4.7 Berechnung der maximalen Verstärkung

Die maximale Leistungsverstärkung berechnet sich zu:

$$G_{P \max} = \frac{4 \cdot G_L \cdot G_S \cdot |Y_{21}|^2}{((g_{11} + G_S) \cdot (g_{22} + G_L) - |Y_{12} \cdot Y_{21}|)^2}$$

#### 4.8 Leistungsverstärkung $G_p$ und Drainstrom $I_D$ in Abhängigkeit von der Regelung ( $U_{G2S}$ )



##### 4.8.1 Berechnung des Regelhubes

Der maximale Regelhub setzt sich zusammen aus:

1. Maximaler Verstärkung:  $G_{p \max} = 16 \text{ dB}$  (bei  $200 \text{ MHz}$ )
2. Maximaler Dämpfung

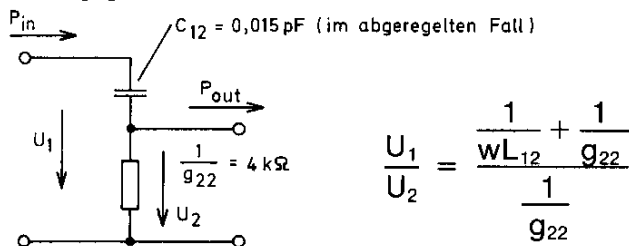
Die maximale Dämpfung lässt sich überschlägig ermitteln:

$$\frac{P_{in}}{P_{out}} \sim \left(\frac{U_1}{U_2}\right)^2 \implies \frac{P_{in}}{P_{out}} \approx \left(\frac{\frac{1}{\omega L_{12}} + \frac{1}{g_{22}}}{\frac{1}{g_{22}}}\right)^2$$

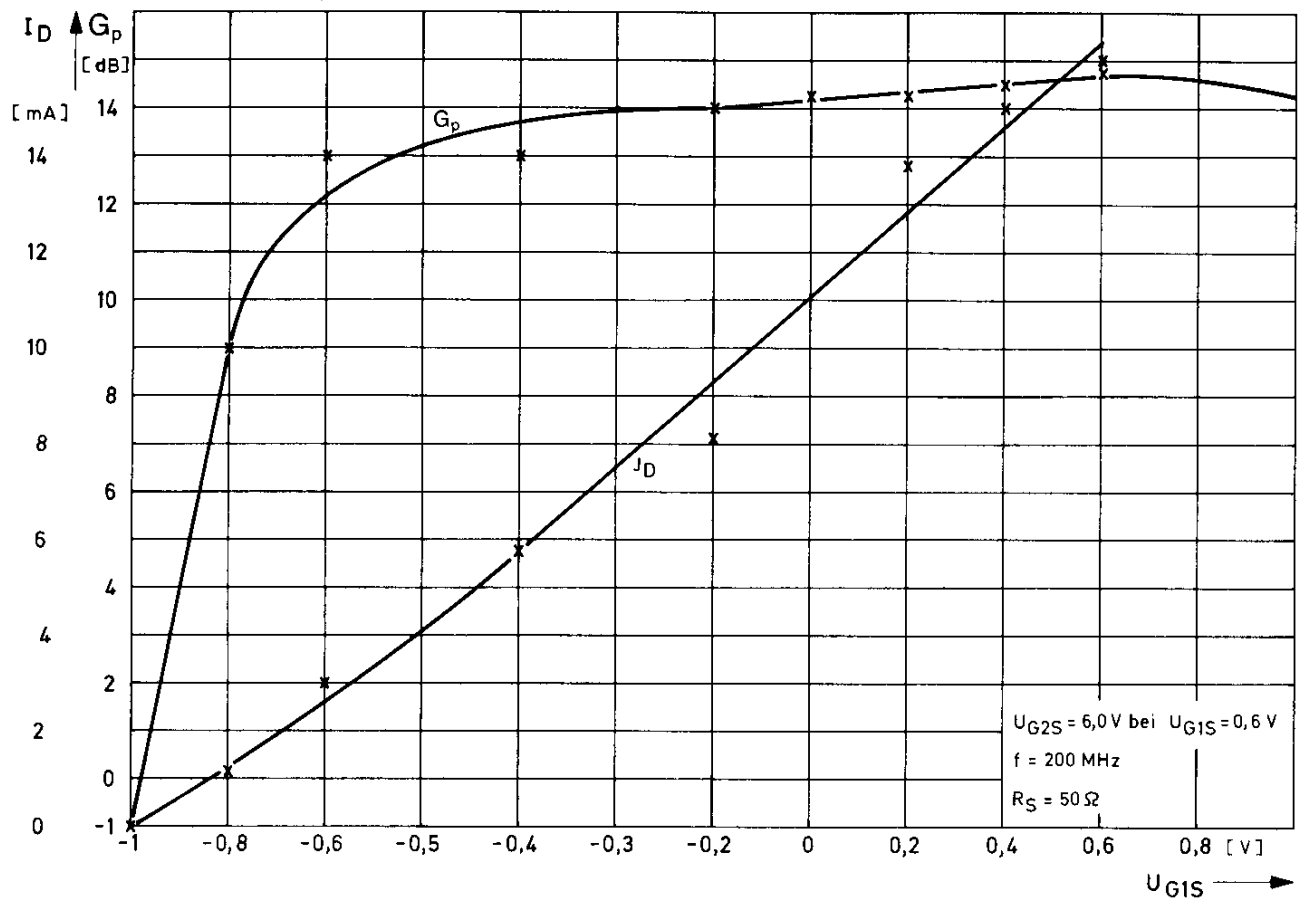
Mit den gegebenen Werten erhält man bei  $f = 200 \text{ MHz}$ :

$$\frac{P_{in}}{P_{out}} \approx 203 \hat{=} 23 \text{ dB}$$

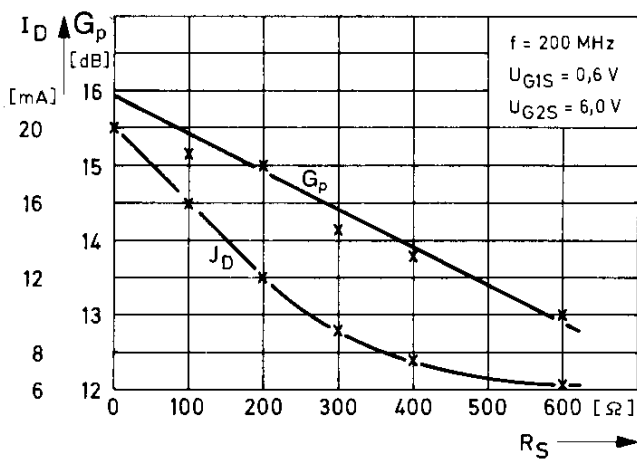
$$\implies \Delta_{\max} G_p = 16 \text{ dB} \div 23 \text{ dB} = 39 \text{ dB}$$



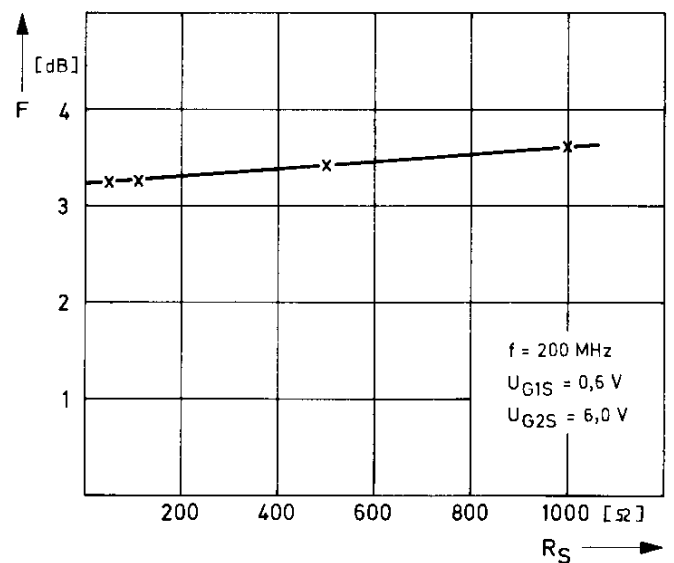
### 4.9 Leistungsverstärkung $G_p$ und Drainstrom in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt ( $U_{G1S}$ )



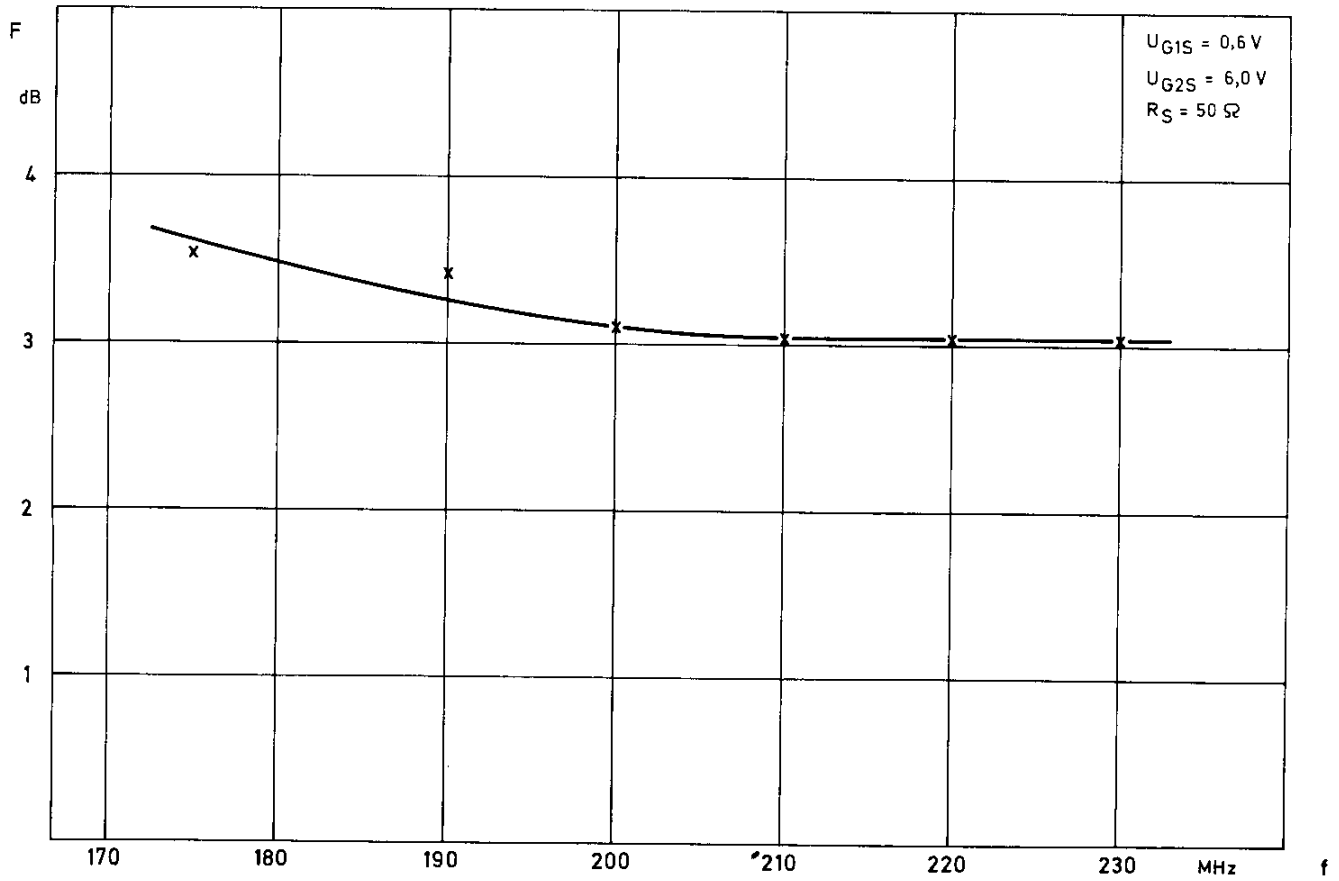
### 4.10 Leistungsverstärkung $G_p$ und Drainstrom $I_D$ in Abhängigkeit vom Sourcewiderstand $R_S (= R_7)$



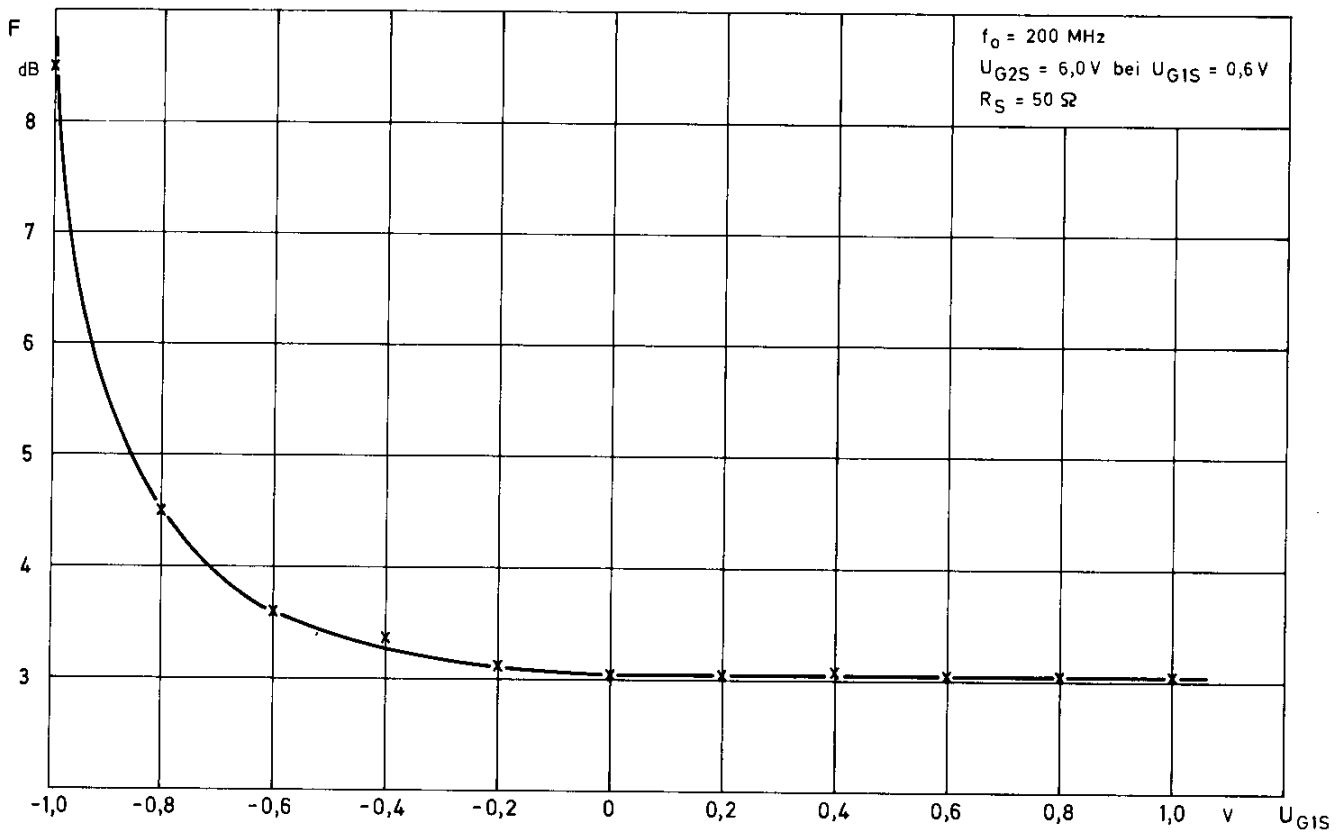
### 4.12 Rauschmaß $F$ in Abhängigkeit vom Sourcewiderstand $R_S (= R_7)$



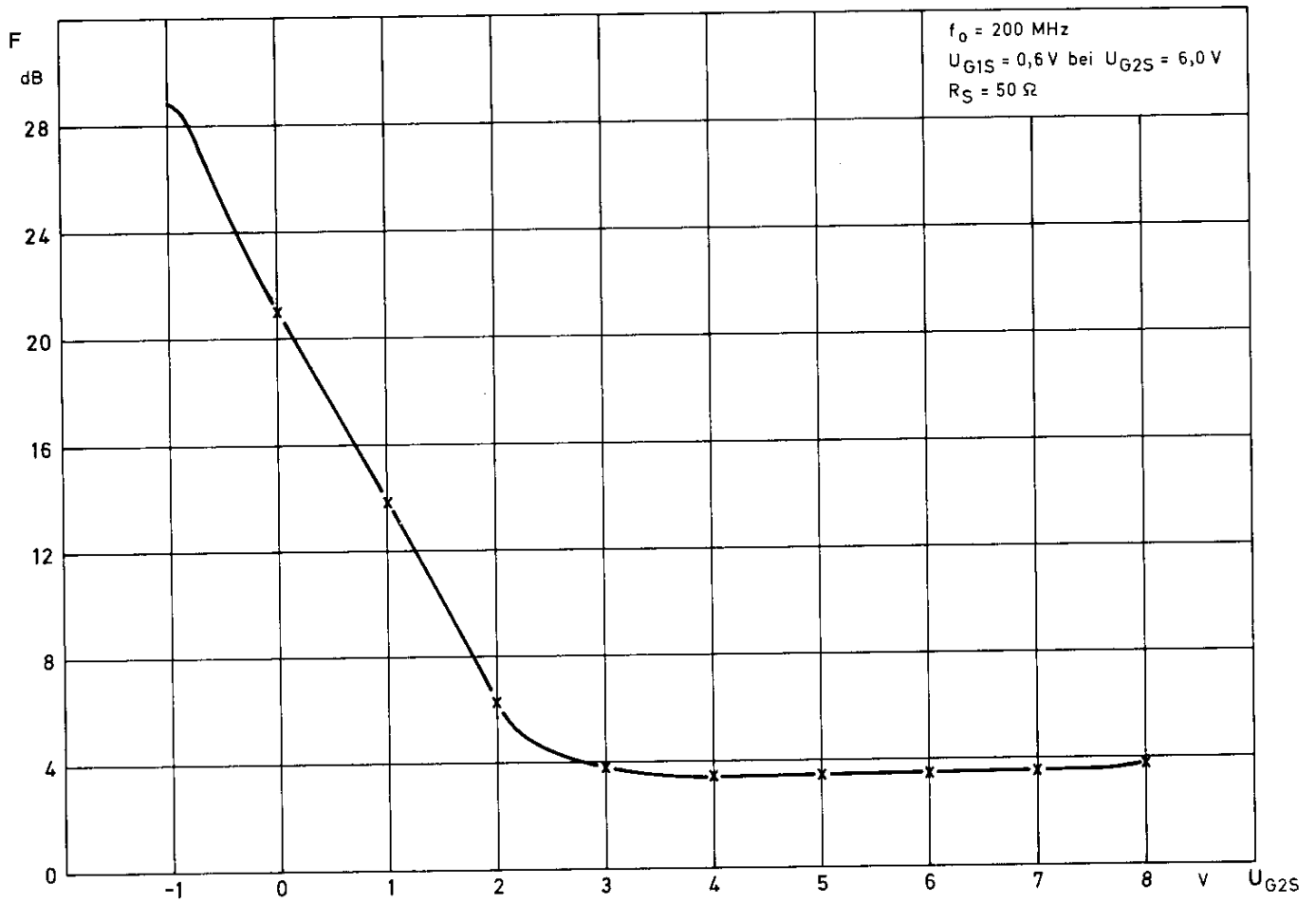
#### 4.11 Rauschmaß F in Abhängigkeit von der Frequenz f



#### 4.13 Rauschmaß F in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt ( $U_{G1S}$ )

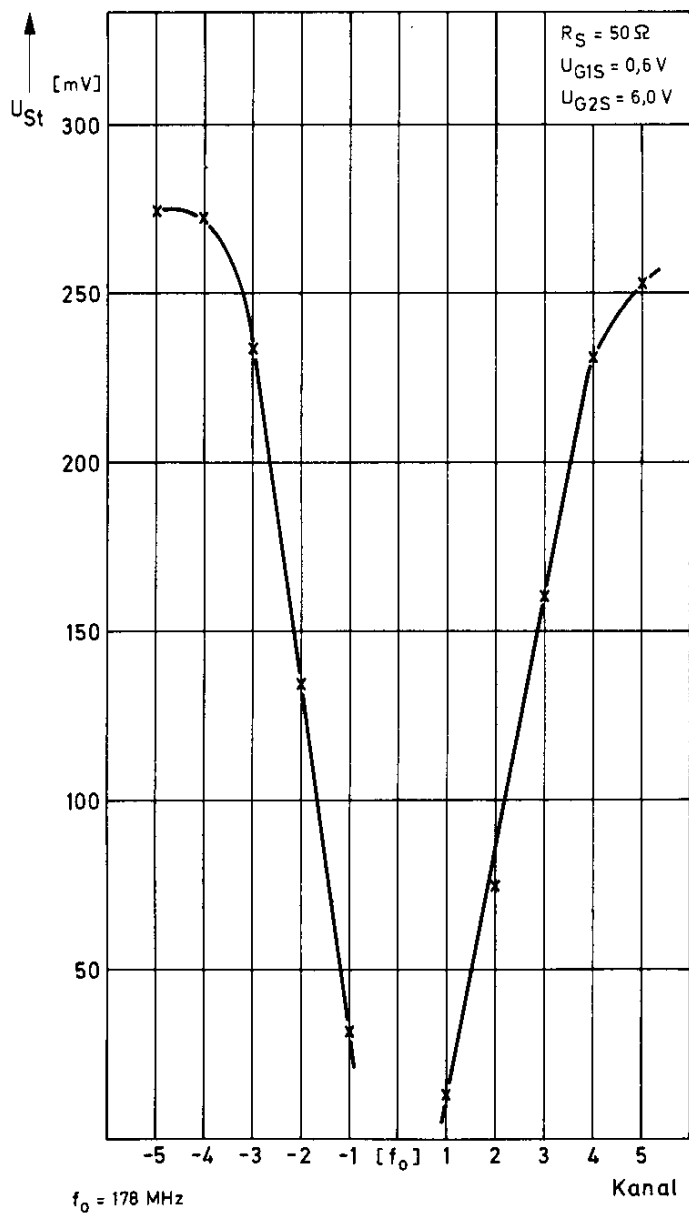


#### 4.14 Rauschmaß F in Abhängigkeit von der Regelung ( $U_{G2S}$ )

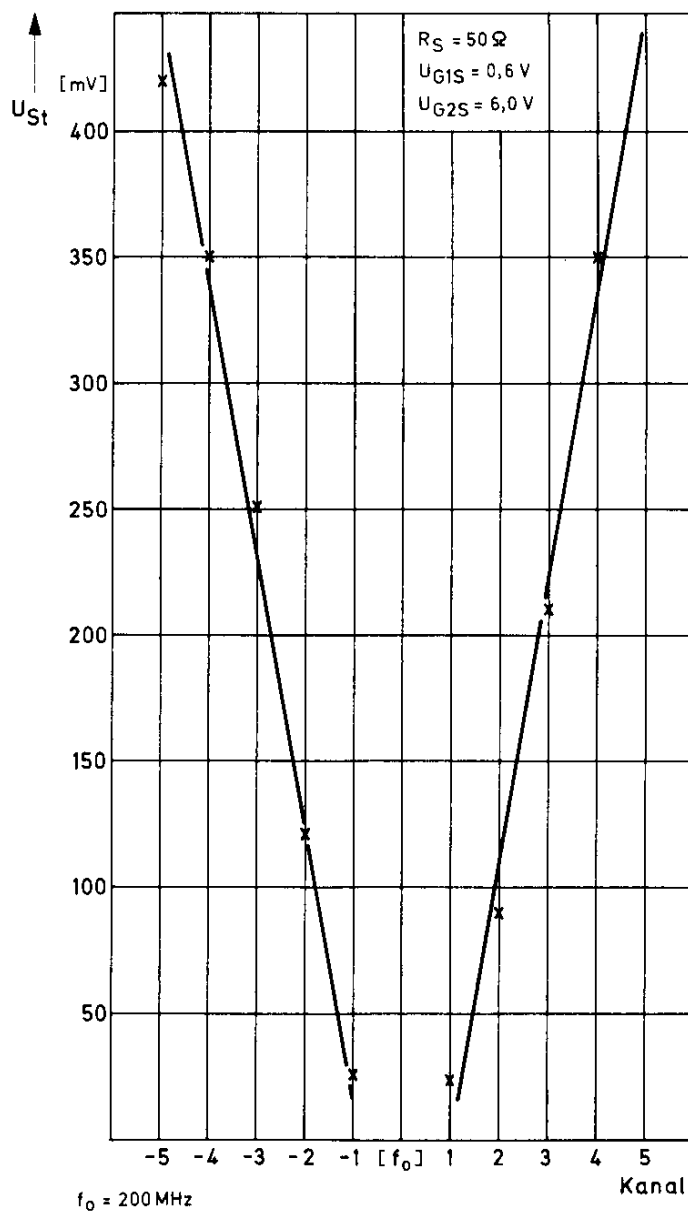


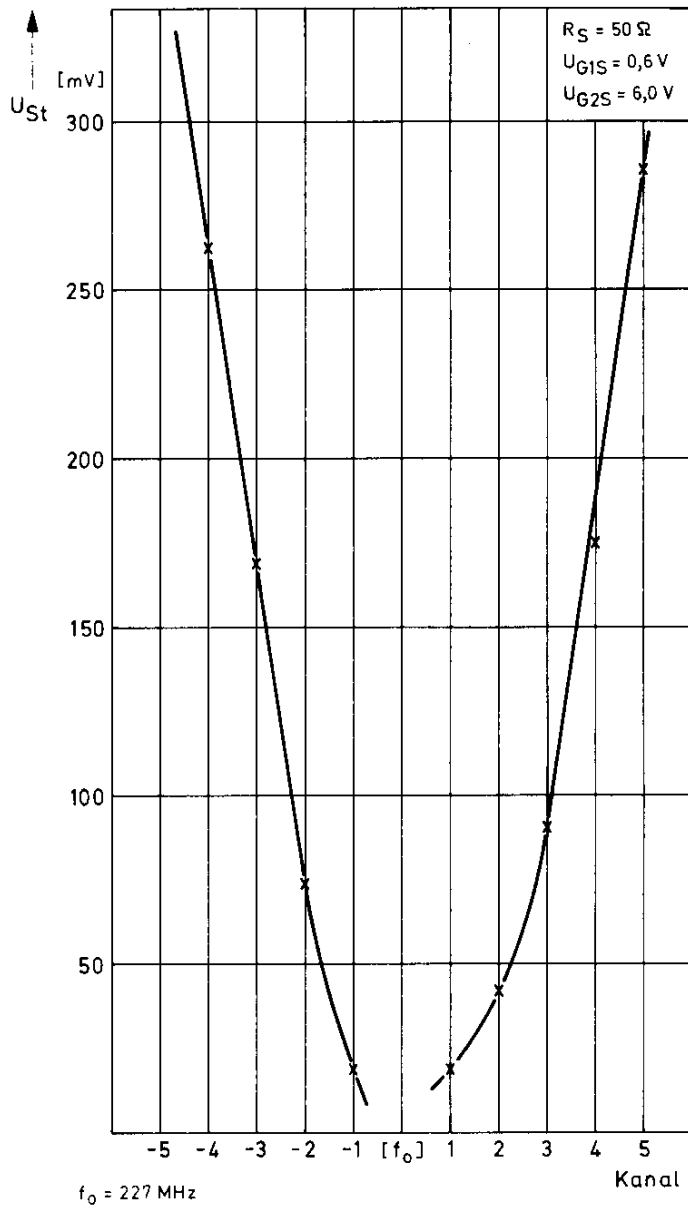


### 4.15 Kreuzmodulation in Abhängigkeit vom Kanalabstand bei $f_0 = 178 \text{ MHz}$



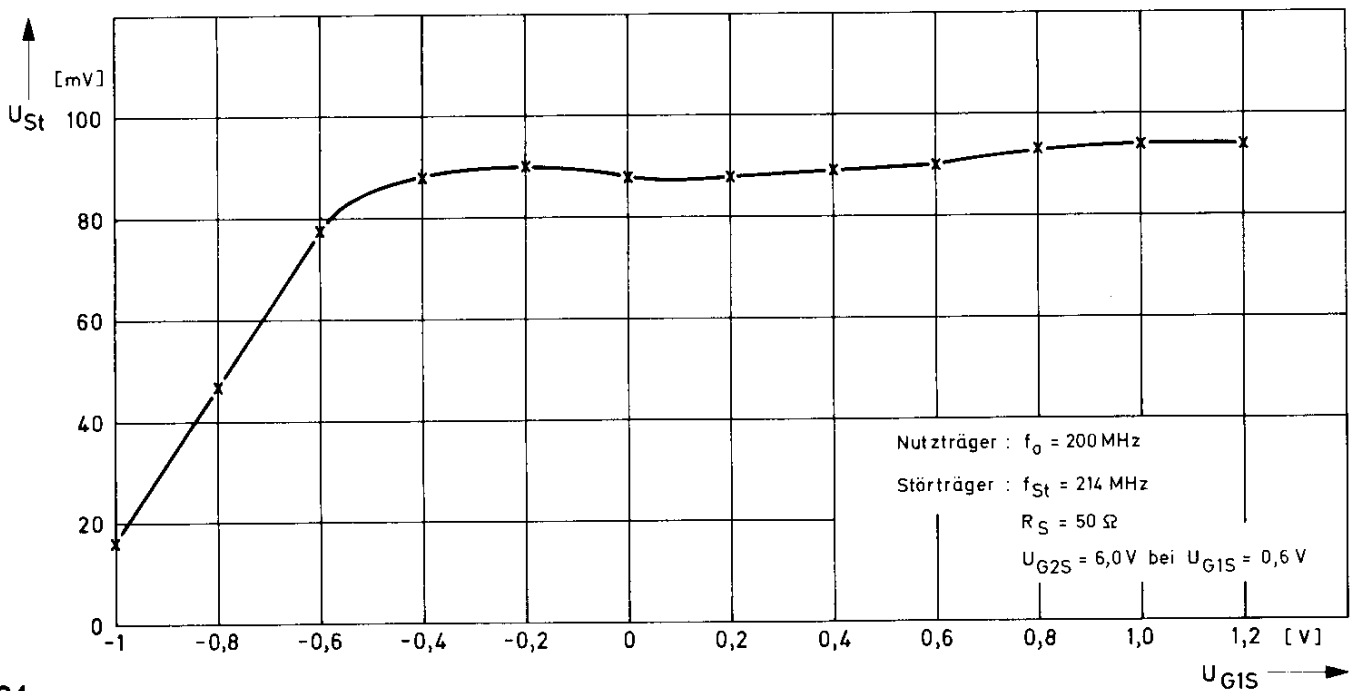
### 4.16 Kreuzmodulation in Abhängigkeit vom Kanalabstand bei $f_0 = 200 \text{ MHz}$



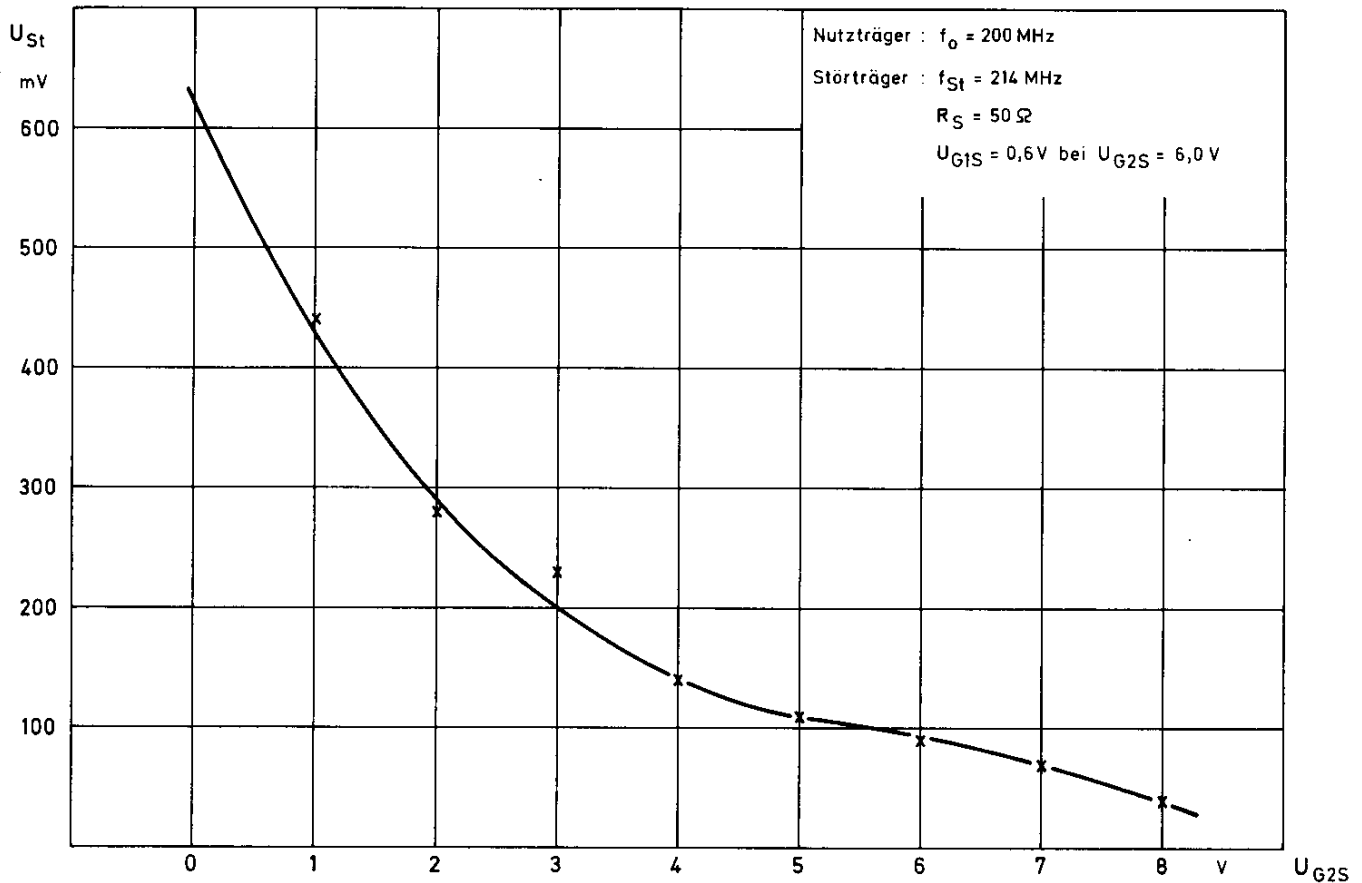


4.17 Kreuzmodulation in Abhängigkeit vom Kanalabstand bei  $f_0 = 227 \text{ MHz}$

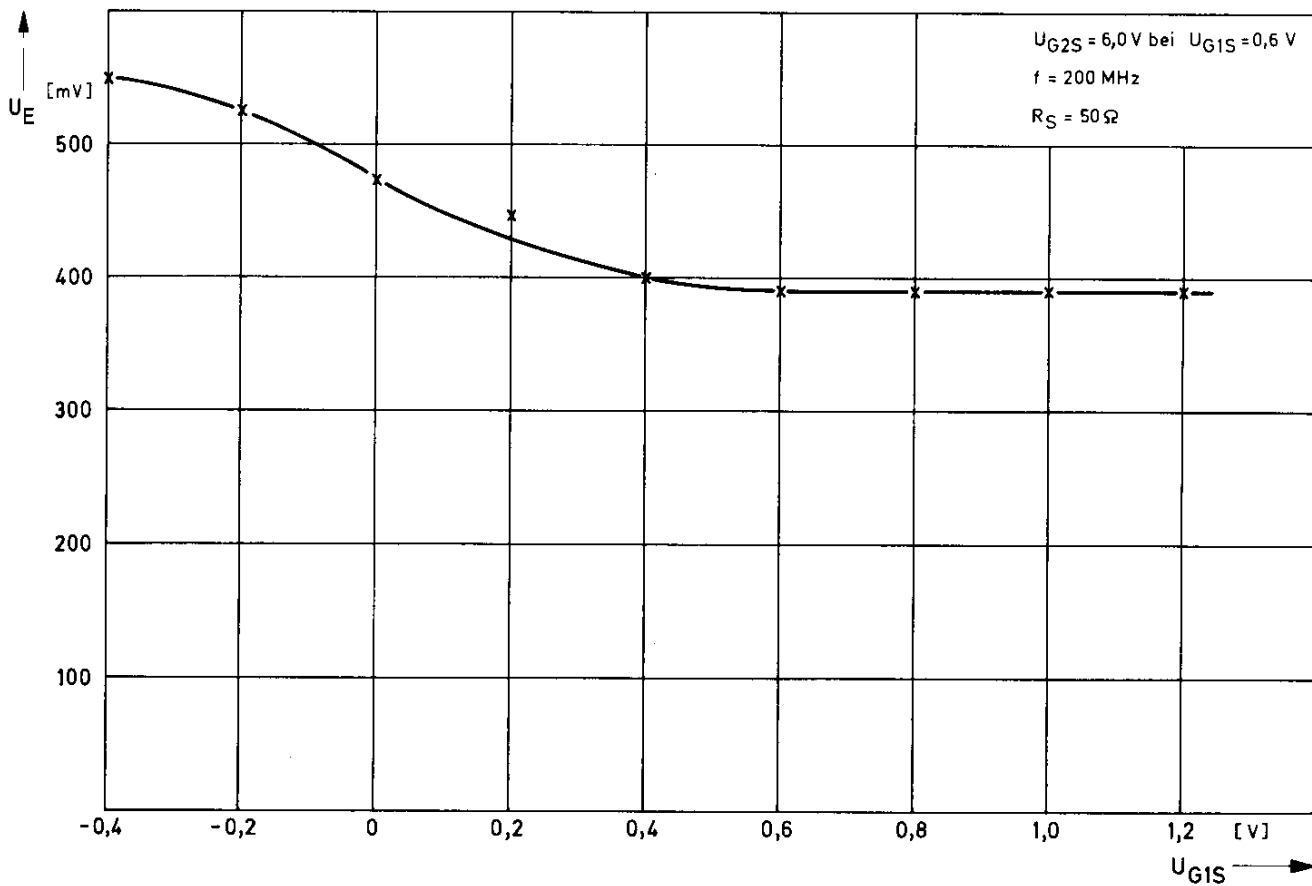
4.18 Kreuzmodulation in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt ( $U_{G1S}$ )



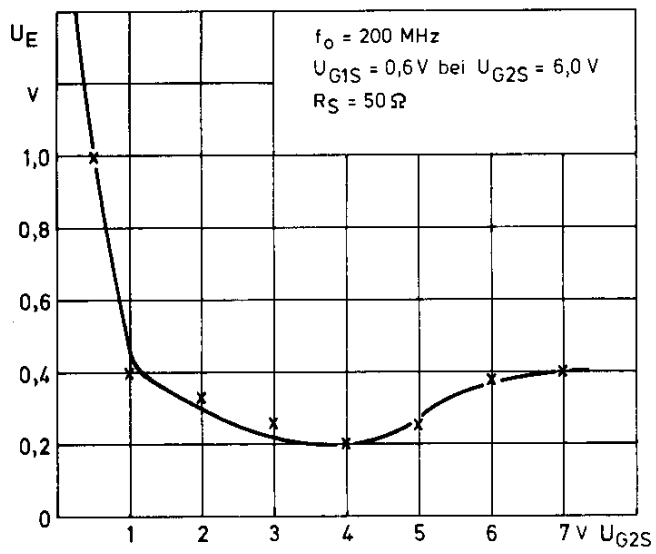
#### 4.19 Kreuzmodulation in Abhängigkeit von der Regelung ( $U_{G2S}$ )



#### 4.20 Übersteuerungssicherheit in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt ( $U_{G1S}$ )



#### 4.21 Übersteuerungssicherheit in Abhängigkeit von der Regelung ( $U_{G2S}$ )



# Applikationsbericht

**Moderne FET's für HF**



## Moderne FET's für HF

---

*Josef Schürmann*

---

---

### **Zusammenfassung:**

Der praktische Einsatz von Dual Gate MOS-FET's BF 905 und BF 900 sowie dem Hochstrom FET P 8000 wird beschrieben. Die grundsätzliche Wirkungsweise von Misch- und Regelschaltungen wird erläutert. Schaltbeispiele und Meßdaten sind im 435 und 144 MHz Bereich aufgenommen und diskutiert.

---



**TEXAS INSTRUMENTS**  
Deutschland GmbH

## Moderne FET's für HF

### Anwendung in Amateurfunkbändern

Von *Josef Schürmann*, DJ1SK, Nr. 42,  
8051 Oberhummel

Les composants FET actuels et leurs utilisations dans les circuits HF pour amateurs. Schémas de principe, mélangeurs, amplis, têtes d'entrée 144 et 435 MHz et circuits de réalisation complètent cet article.

Ham HF circuits using modern FET's. This article describe their use in mixers, amplifiers and receiver front head stages together with schematics and diagrams. (DC  $\phi$  HO)

### Einführung

Dual-Gate MOS-FET's sind in den letzten Jahren im Bezug auf die technischen Daten und Herstellungskosten wesentlich verbessert worden, so daß sie sich in Hf-Eingangs- und Mischstufen immer mehr durchsetzen.

Eigenrauschzahlen von z. B. 1,6 dB bei 144 MHz (BF 900) lassen sich im 2-m-Band erreichen, die Verstärkung ist hierbei bis zu 30 dB. In 70-cm-Vorstufen liefert der BF 905 beispielsweise eine Rauschzahl von 3 dB bei 20 dB Stufenverstärkung.

Neben diesen klassischen Dual-Gate-MOS-FET-Schaltungen mit hochohmigen und selektivem Eingang setzt sich neuerdings auch die Gate Schaltung mit Trioden J-FET's durch. Diese Schaltungsart ist sehr übersteuerungsfest und hat neben der niederohmigen Eingangsimpedanz einen sehr einfachen Schaltungsaufbau. Das Gate kann direkt auf Masse gelegt werden und es ist lediglich ein Sourcewiderstand zur Arbeitspunkteinstellung erforderlich.

### Dual-Gate MOS-FET's und Grundsaltungen

Der Dual-Gate MOS-FET BF 900 ist vorzugsweise im Hf- und VHF-Bereich zu verwenden. Seine Vorwärtssteilheit ist typisch 12 mS bis 14 mS bei einer Ausgangskapazität von 1,6 pF. der BF 905 ist für Verstärker und Mischanwendungen bis 1,5 GHz geeignet. Die maximale Schwingfrequenz liegt bei etwa 2,5 GHz oder höher, und der typische Wert der Ausgangskapazität ist 1 pF. Die Vorwärtssteilheit  $|Y_{21}|$  ist bei 800 MHz noch 9,5 mS. Damit sind z. B. bei 800 MHz in einer Meßschaltung mit abgestimmtem Eingangskreis eine Rauschzahl von 4 dB und eine Verstärkung von 18 dB zu erreichen. Generell läßt sich sagen, daß bis zu 300 MHz

der BF 900 in den meisten Fällen günstiger ist, während im Bereich von 250 MHz bis 500 MHz beide Typen BF 905 und BF 900 etwa gleichwertige Ergebnisse liefern. Bei höheren Frequenzen ist der BF 905 günstiger.

### Mischschaltungen

Als Mischer lassen sich sowohl die additiven als auch die multiplikativen Mischschaltungen anwenden, wie sie noch von der Röhrentechnik her geläufig sind. Die multiplikative Mischschaltung (Abb. 1) ist weniger aufwendig als die additive (Abb. 2), da die Source direkt geerdet werden kann, während bei der additiven Mischschaltung ein kapazitiv überbrückter Sourcewiderstand von etwa 150  $\Omega$  bis 390  $\Omega$  empfehlenswert ist und maximale Mischsteilheit ergibt.

Der Vorteil der additiven Mischung liegt in dem geringeren Oszillatorspannungsbedarf. Bei sehr hohen Frequenzen ist es günstig, die Oszillatorfrequenz in die Source einzukoppeln (Abb. 3). Dabei wird der Eingangskreis nicht durch den Oszillator kapazitiv belastet und kann daher für sich optimiert werden.

Abb. 3 zeigt die grundsätzliche Schaltung einer additiven Mischschaltung mit Sourceeinkopplung. Der Serienresonanzkreis  $L_1 C_1$  ist auf die Zwischenfrequenz abzustimmen. In einem Versuchsaufbau wurde bei 800 MHz in dieser Schaltung mit  $\lambda/4$ -Leitungskreisen Verstärkungswerte von 15–20 dB erreicht, wobei die Mischrauschzahl zwischen 6 und 7,5 dB lag.

Die Diagramme in Abb. 1 und Abb. 2 zeigen die Modulation der Steilheit durch die Oszillatoramplitude vom Maximal- zum Minimalwert, einmal bei der Gate 2 Einspeisung des Oszillators (Multiplikativ) und bei der Gate 1 Einspeisung der Oszillatoramplitude (Additiv). Die Oszillatoramplitude soll so groß sein, daß die Kennlinie durchgesteuert wird.

### Y-Parameter- und Verstärkerschaltungen

MOS-FET's haben eine wesentlich geringere Phasendrehung und Abhängigkeit der Y-Parameter als Funktion der Frequenz. Beispielsweise ist bei 900 MHz beim BF 905 die Steilheitsphase um  $60^\circ$  gedreht (Abb. 4). Der vergleichbare Wert bei bipolaren Transistoren liegt bei  $140^\circ$ – $150^\circ$ . Das Plastikgehäuse ist auf minimale Rückwirkungskapazität und geringe Serieninduktivität für die Source und Gate 2 Anschlüsse ausgelegt. Die Rückwirkungskapazität mit 0,02 pF ist selbst bei UHF kaum störend. Der rechnerische Wert für  $1/Y_{12}$  bei 1296 MHz ist z. B. etwa 6 k $\Omega$ .

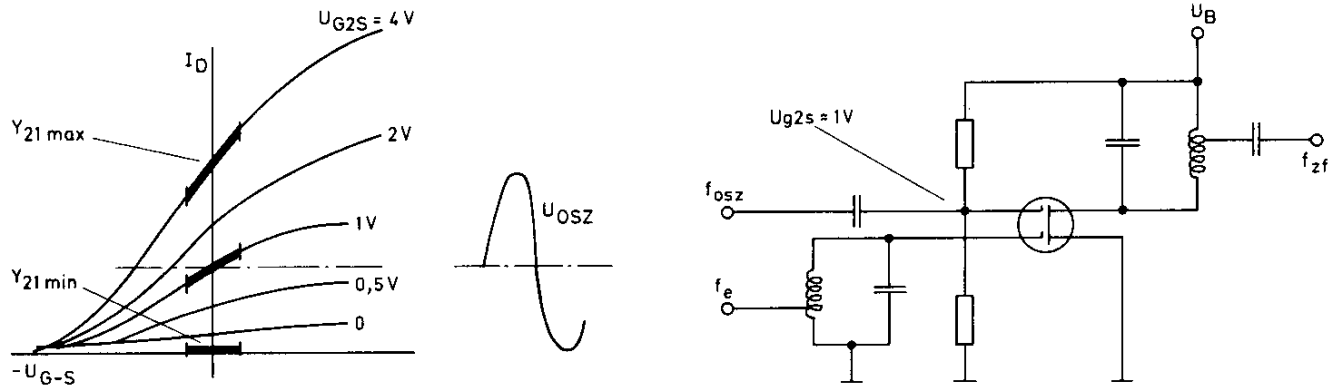


Abb. 1 Multiplikative Mischschaltung

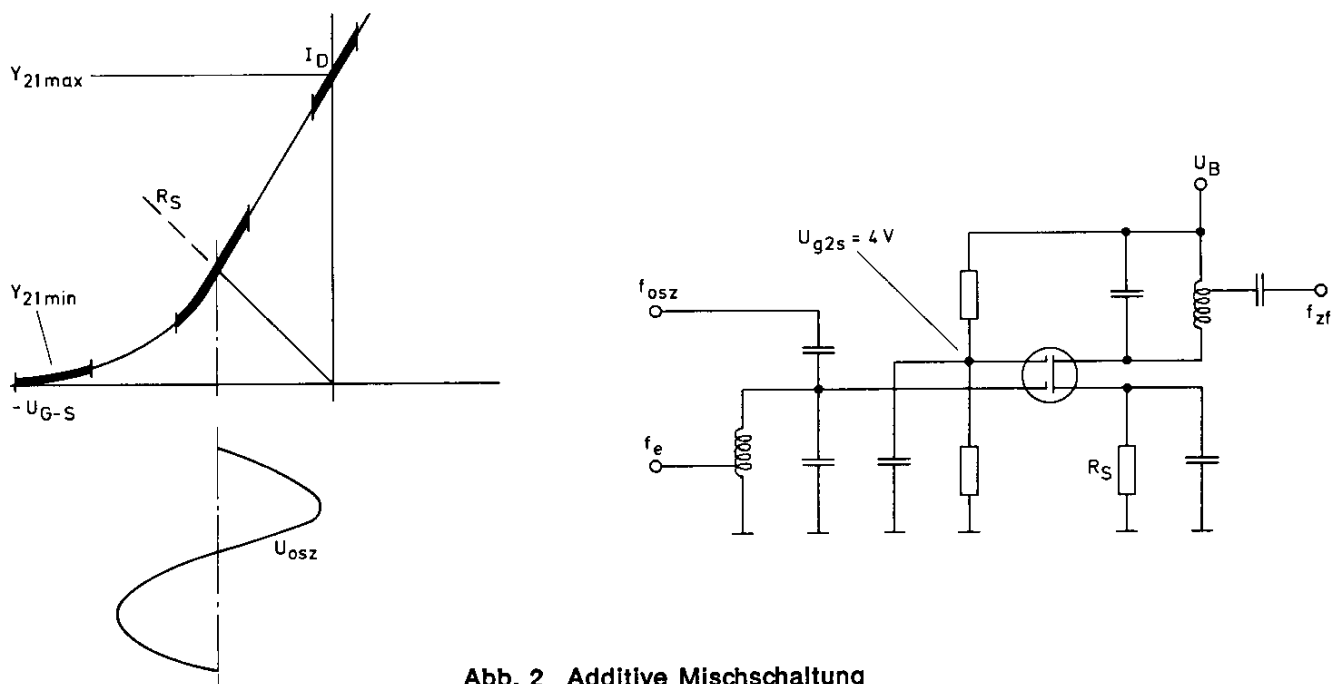


Abb. 2 Additive Mischschaltung

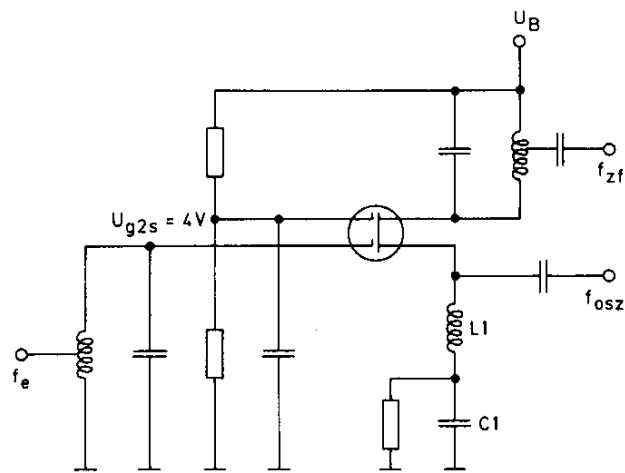
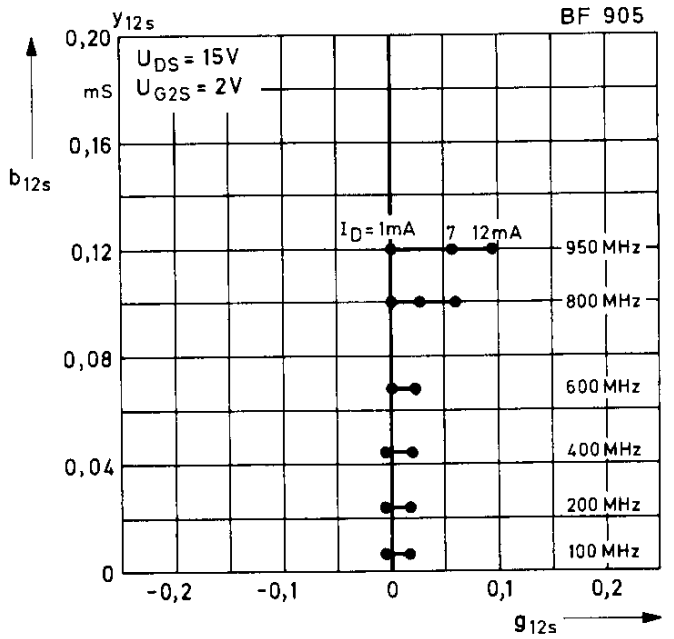
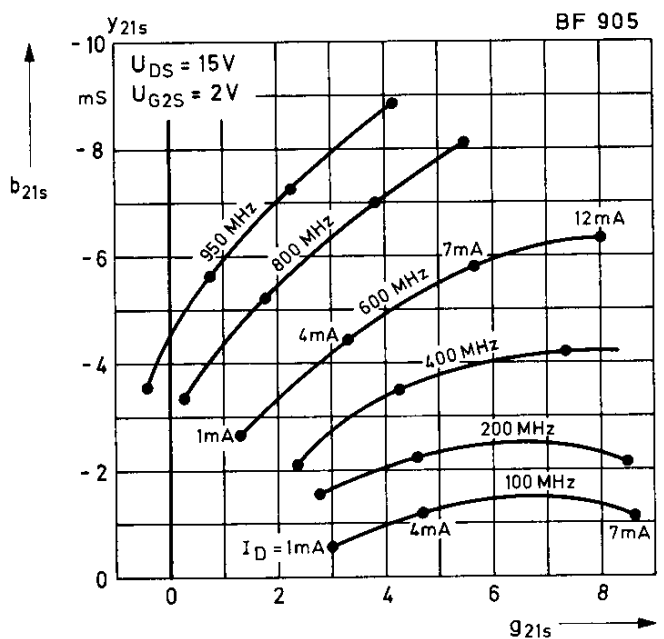
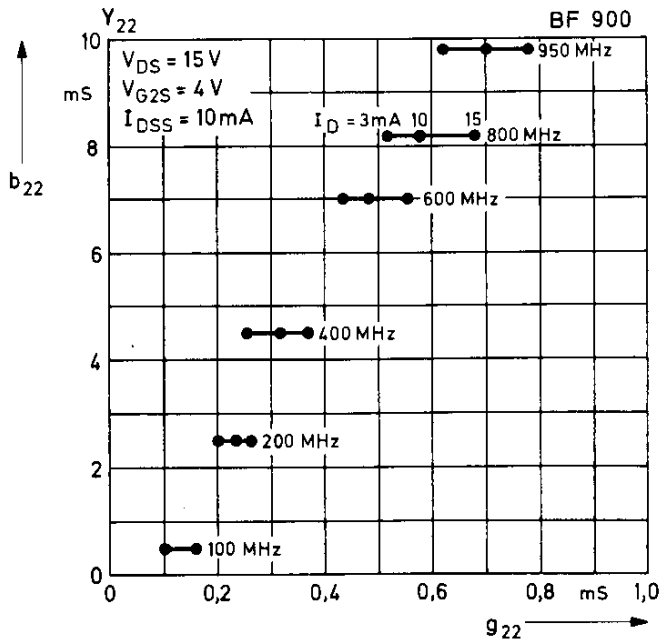
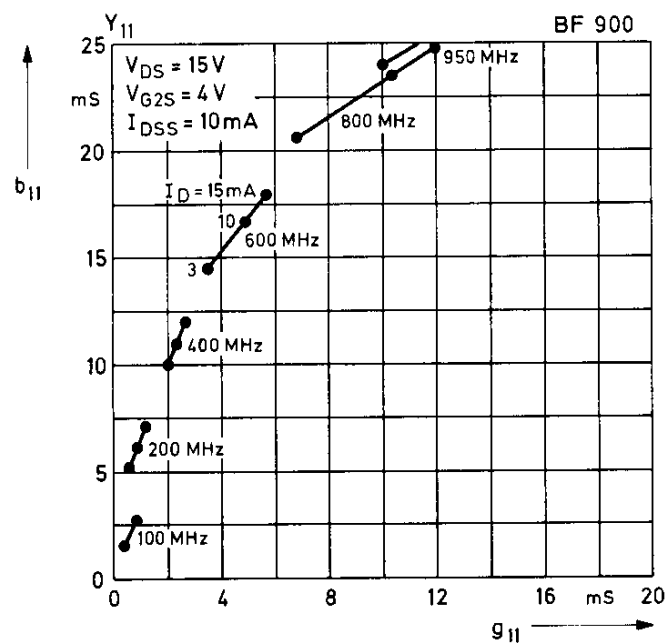
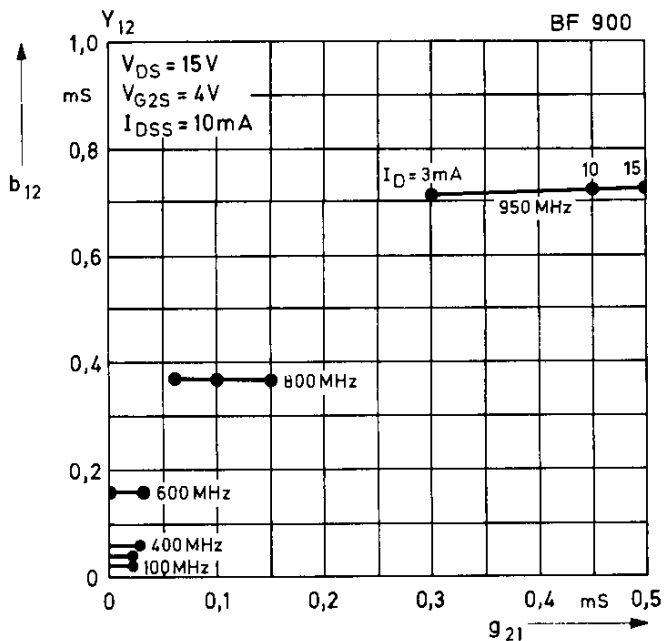
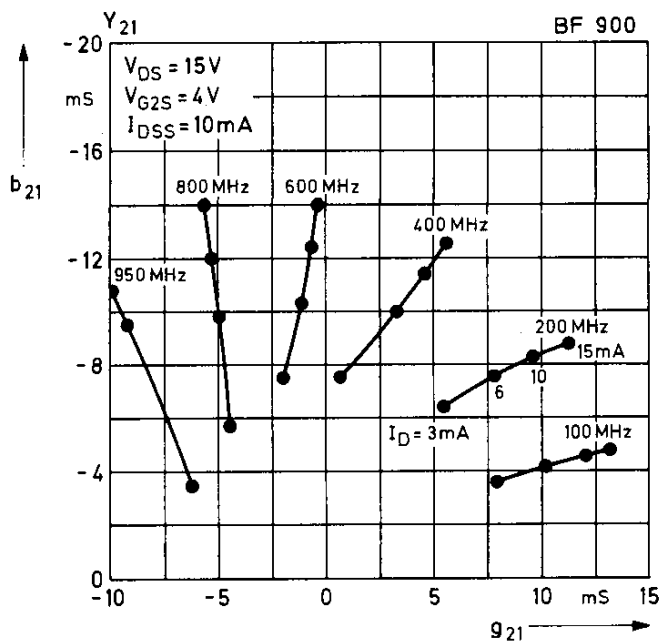


Abb. 3 Additive Mischschaltung: Source-Einspeisung





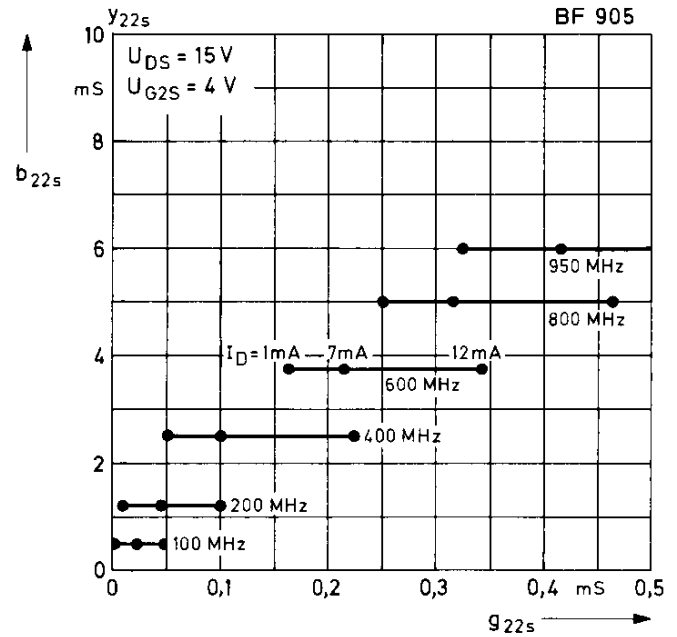
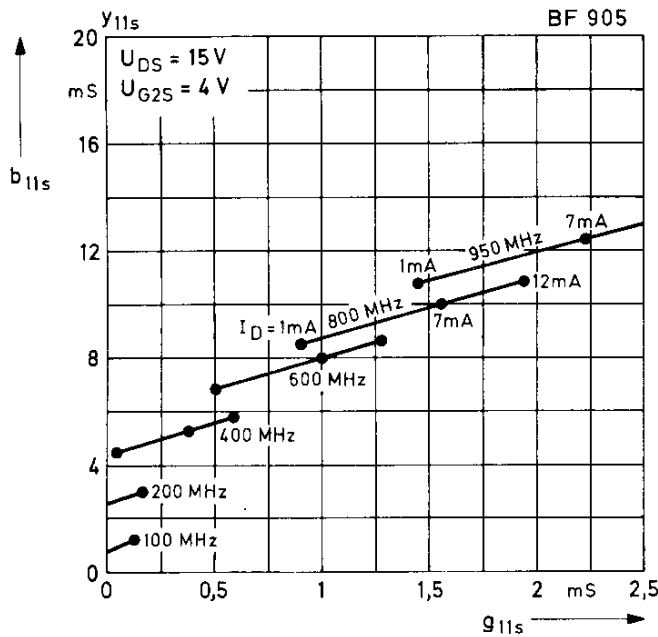
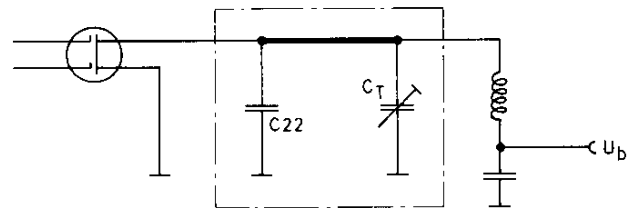


Abb. 4 Y-Parameter als Funktion der Frequenz und Arbeitspunkte

Abb. 5  $\lambda/2$ -Resonanz

Die Neutralisation erwies sich selbst im 24-cm-Band bei einer Vorstufe als nicht erforderlich, sofern der Aufbau und Trennung von Aus- und Eingangskreis sorgfältig vorgenommen wird. Die hohe Grenzfrequenz des BF 905 ergibt allerdings bei ungünstigem Aufbau manchmal Probleme mit parasitären Schwingungen im GHz-Bereich. Um dies zu umgehen, sind sehr kurze Anschlüsse zwischen der Drainelektrode und dem Ausgangskreis bzw. der  $G_1$ -Elektrode und dem Eingangskreis erforderlich. Außerdem sollte bei diesen hohen Frequenzen die Source direkt geerdet und die  $G_2$ -Elektrode über einen Klatschkondensator wirksam geerdet werden. Parasitäre Schwingungen im GHz-Bereich sind meistens durch eine Doppelresonanz im Drainkreis bedingt (Abb. 5). Sehr oft bildet die Serieninduktivität des Drainanschlusses mit dem Abstimmtrimmer eine  $\lambda/2$ -Resonanz, die meist zwischen 1,5 GHz und 3 GHz liegt. Diese Resonanz muß entweder entsprechend gedämpft

werden oder so weit verschoben werden, daß eine störende Oszillation nicht mehr stattfinden kann. MOS-FET's lassen sich auch bei sehr niedrigen Betriebsspannungen einsetzen, als unterer Wert für  $U_{DS}$  ist etwa 4 Volt bis 5 Volt anzusetzen. Mit höheren Versorgungsspannungen zwischen Drain und Source von etwa 10 Volt bis 18 Volt sind im allgemeinen die Verstärkungs- und Großsignalwerte günstiger.

#### 144-MHz-Vorstufe BF 900 (Abb. 6)

Die Schaltung ist mit Einzelkreis und Bandfiltereingang untersucht worden. Der Bandfiltereingang bringt naturgemäß eine hohe Eingangsselektion mit sich, die in Abb. 7 in den Kreuzmodulationswerten direkt zu ersehen ist.

Die Schaltung weist ansonsten keine Besonderheiten auf. Der 10- $\Omega$ -Widerstand vermeidet eventuelle parasitäre Schwingungen im UHF- oder GHz-Bereich. Da der FET für

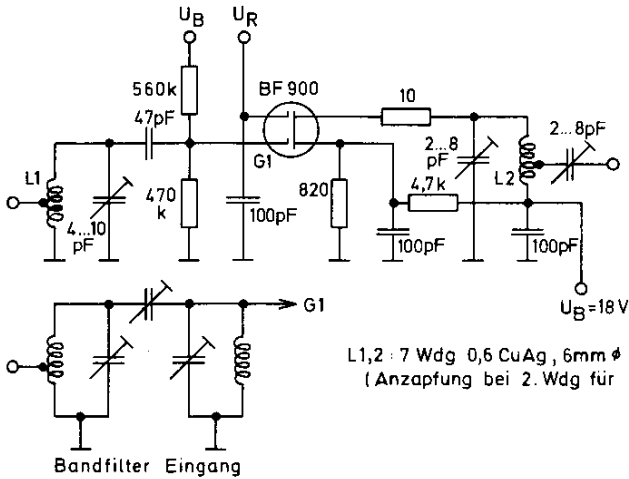


Abb. 6 144-MHz-Vorstufe

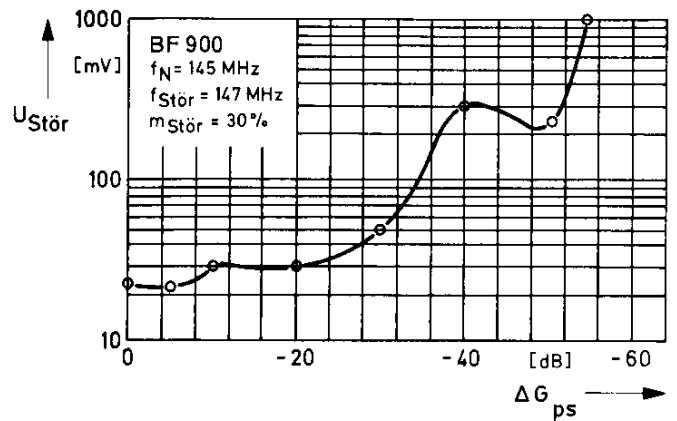


Abb. 8 Störspannung für 1% Kreuzmodulation (-46 dB) als Funktion Regelung

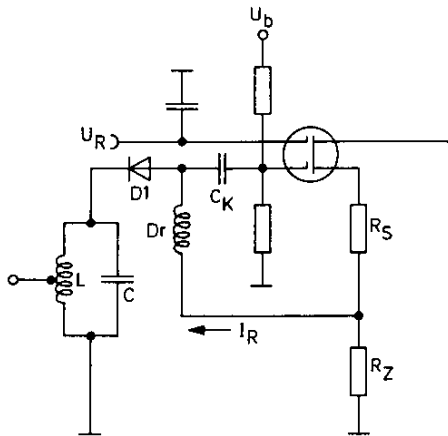


Abb. 6a MOS-FET mit einer PIN-Diode

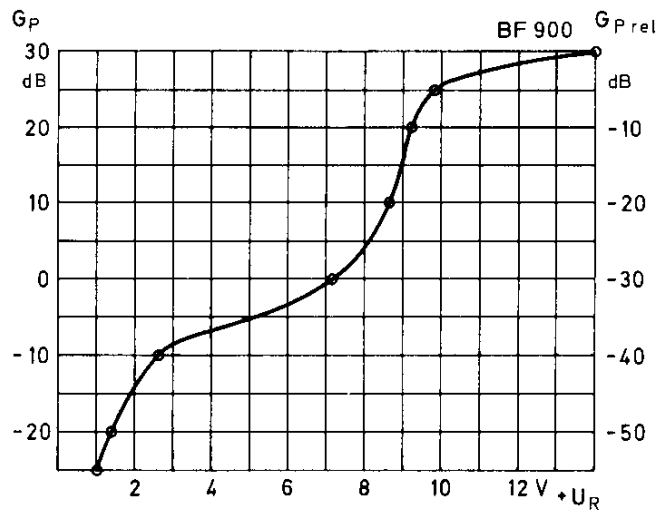


Abb. 9 Leistungsverstärkung als Funktion der Regelung

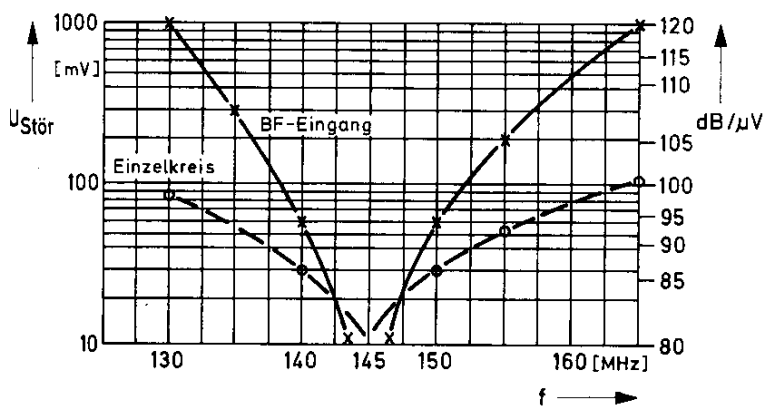


Abb. 7 Störspannung für 1% Kreuzmodulation (-46 dB) als Funktion Frequenz

den vollen Regelbereich von 50 dB eine negative Spannung zwischen dem Gate 2 und Source benötigt, wurde in Verbindung mit dem Sourcewiderstand von 820 Ω eine Stromspeisung über 4,7 kΩ vorgenommen. Dadurch bleibt das Sourcepotential selbst bei abgeregeltem FET auf einer minimalen Spannung von etwa 2,5 Volt, und man vermeidet dadurch negative Regelspannungen. Als weitere Variante läßt sich der MOS-FET mit einer PIN-Diode kombinieren (Abb. 6a). Dabei übernimmt der FET während der ersten 10 dB die Regelung, während die PIN-Diode mit dem FET zusammen die weiteren Abregelungen vornimmt.

Dies hat den Vorteil, daß das Signal/Rauschverhältnis sehr gut bleibt. In Empfänger-schaltungen, bei denen der Tuner im Vergleich zur ZF verzögert wird, ist der Übergangsbereich zwischen ZF und Tunerregel-einsatz oft sehr kritisch und kann eine schlechte Empfindlichkeit (Systemrauschzahl) ergeben. Diese Schaltung benötigt im Gegen-satz zu konventionellen PIN-Regelnetzwerken außer der PIN-Diode nur zwei zusätzliche Bau-teile, die Drossel DR und ein Widerstand  $R_2$ . Im Normalbetrieb (volle Verstärkung) ist der Spannungsabfall an  $R_2$  durch den Drain-strom  $I_D$  so hoch, daß die Diode  $D_1$  leitend ist. Beim Abregeln sinkt der Drainstrom  $I_D$ , und die Diode  $D_1$  wird langsam gesperrt. Der Einsatzpunkt für die Hilfsregelung läßt sich durch die Größe des Widerstandes  $R_2$  be-stimmen. Der Nachteil dieser Anordnung, die leichte Verstimmung des Eingangskreises beim Regeln, läßt sich mit entsprechendem LC-Verhältnis des Eingangskreises oder dem kleineren Kopel- $C_K$  soweit reduzieren, daß die Verstimmung nicht mehr stört. Auch läßt sich z. B. statt des BF 900 der UHF-MOS-FET BF 905 einsetzen, der etwa die halbe Eingangskapazität besitzt. Außer der Kreuzmodulation als Funktion der Frequenzablage (Abb. 7) wurde noch die Störspannung für 1% Kreuzmodulation als Funktion der Regelung (Abb. 8) gemessen, ferner die Leistungsverstärkung und Rausch-zahl als Funktion der Abregelung (Abb. 9 und 10). Diese letzten vier Diagramme sind in der Originalschaltung nach Abb. 6 mit Einzelkreis am Eingang gemessen worden.

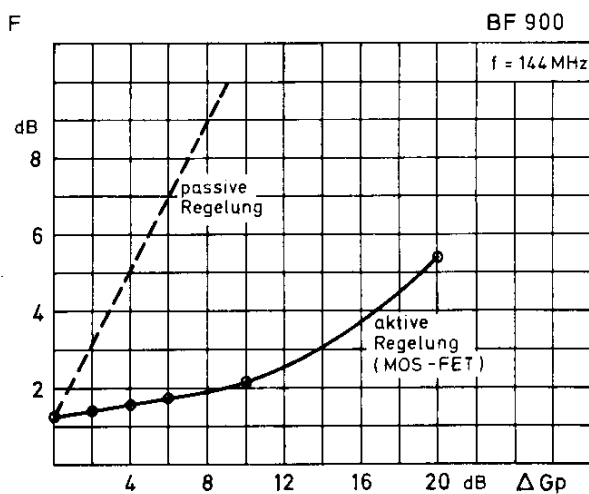


Abb. 10 Rauschzahl als Funktion der Regelung

### 435-MHz-Vorstufe mit BF 905 (Abb. 11)

Im Eingangs- und Ausgangskreis wurde ein kapazitiv verkürzter  $\lambda/4$ -Leitungskreis verwendet. Die Arbeitspunktstabilisierung übernimmt der Sourcewiderstand von  $820\Omega$  in Verbindung mit dem Spannungsteiler an Gate 1. Diese Schaltung hat noch den Vorteil, daß im Verlauf der Regelung das Gate 1 in positiver Richtung mitgeregelt wird. Dadurch wird im Bezug auf die Kreuzmodulationsspannung ein negativer Dip im Bereich von 0 dB–10 dB vermieden (Abb. 12). Die Rauschzahl dieser Stufe beträgt 3 dB, wobei der nachgeschaltete Konverter eine Eigenrauschzahl von 6 dB hatte. Die Leistungsverstärkung ist etwa 19 dB.

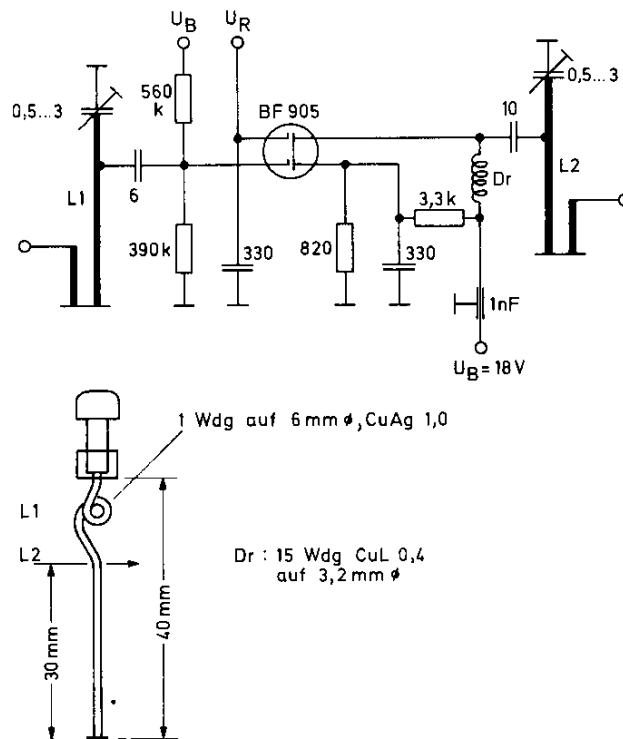


Abb. 11 435-MHz-Vorstufe

### P 8000 In Gateschaltung bei 144 MHz

Der P 8000 ist ein Hochstrom-N-Kanalsperrschicht FET mit einer hohen Vorwärtssteilheit. Er wurde für die Gateschaltung entwickelt und besitzt eine niedrige Eingangs-impedanz, so daß eine direkte Anpassung an 50- $\Omega$ - bis 75- $\Omega$ -Systeme möglich ist. Vorteile der Gateschaltung mit Hochstrom FET's ist die Übersteuerungsfestigkeit bei

denkbar einfacher Schaltung. Die Arbeitspunkteinstellung erfolgt lediglich durch einen Sourcewiderstand, da das Gate direkt auf Masse gelegt werden kann.

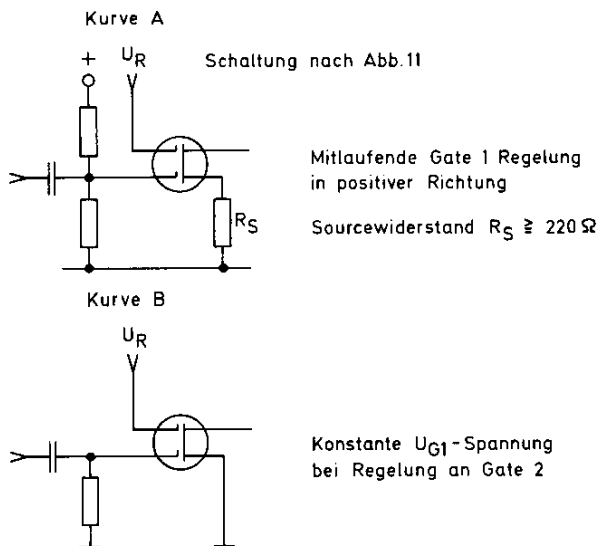
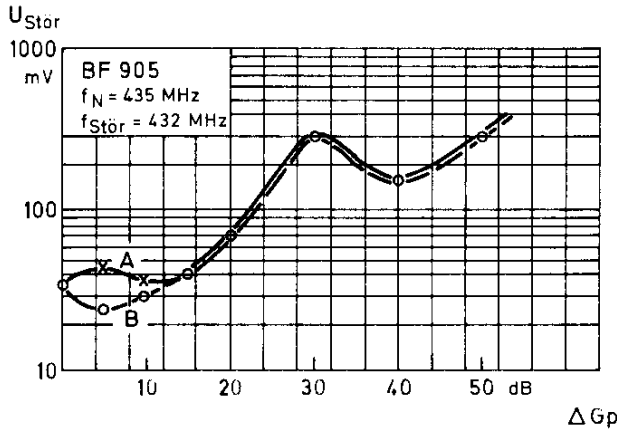


Abb. 12 Störspannung für 1% Kreuzmodulation als Funktion der Regelung

Da bei Drainströmen von etwa 10 mA–50 mA und Drain-Source Spannungen von 15 Volt bis 24 Volt die Verlustleistung der normalen Kleinsignaltransistorgehäuse überschritten werden kann, wurde das SOT-32-Gehäuse verwendet. Beim P 8000 ist der Kristall mit dem Gateanschluß auf dem Kühlblech des SOT-32-Gehäuses montiert, so daß das Gehäuse direkt auf Masse gelegt werden kann. Diese Montage bringt gleichzeitig eine gute Trennung von Ausgangs- und Eingangskreis,

so daß die Schaltung auch ohne Abschirmung stabil arbeitet. Ein weiterer Gesichtspunkt ist die Stabilisierung der quadratischen Kennlinie. Ein FET mit niedriger Betriebstemperatur hat eine bessere quadratische Kennlinie.

Drei verschiedene Schaltungen sind in Abb. 13 gezeigt. Die Schaltung (A) ist die einfachste Form ohne Eingangsselektion. Der Drainstrom läßt sich durch den Sourcewiderstand auf Werte von ca. 5 mA–60 mA einstellen. In der Praxis genügt ein Festwiderstand in der Größenordnung von 10 Ω–27 Ω.

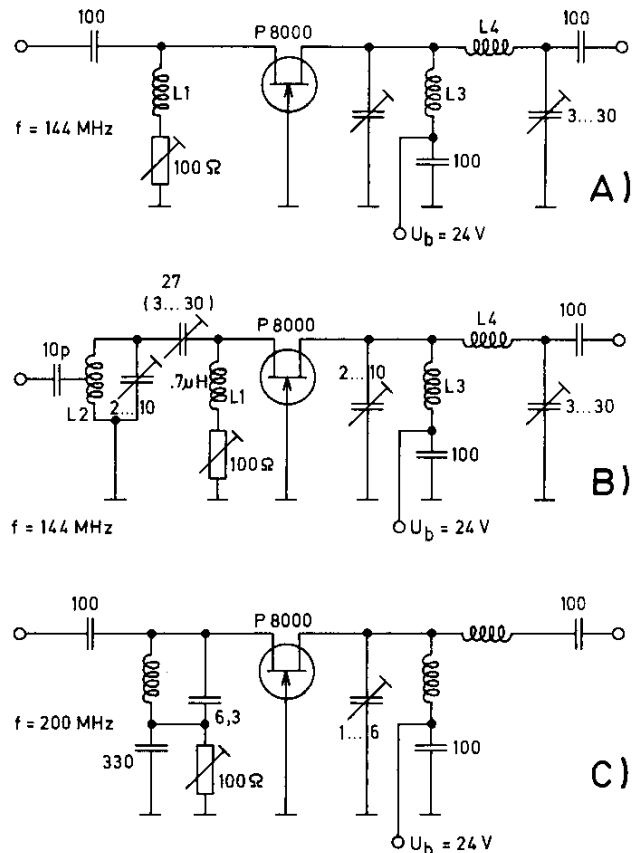


Abb. 13 Gateschaltungen bei 144 MHz

Aus Abb. 14 ist zu ersehen, daß der günstigste Wert für den Drainstrom bei etwa 20 mA liegt. Eine weitere Erhöhung des Drainstromes bringt keinen Gewinn in bezug auf die Verstärkung und Rauschen, sondern nur noch eine Erhöhung der verfügbaren Ausgangsleistung im Drainkreis, die aber in Empfängerschaltungen keine Rolle spielt. Die Schaltungsvariante (B) verwendet einen selektiven Eingangskreis, um die Weitabselektion noch zu verbessern. Dies geht be-

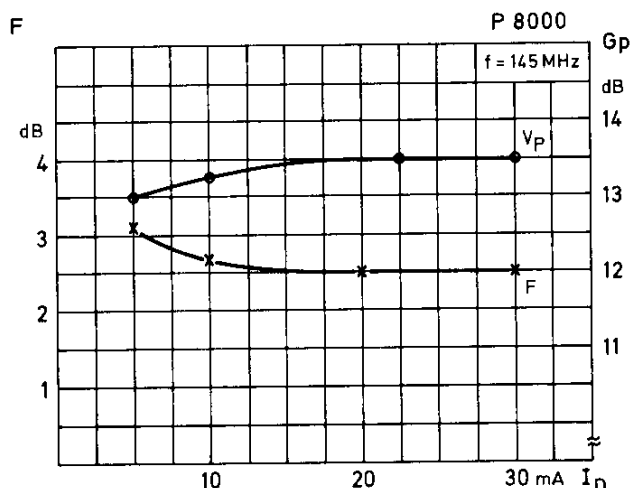


Abb. 14 Verstärkung und Rauschen – Drainstrom

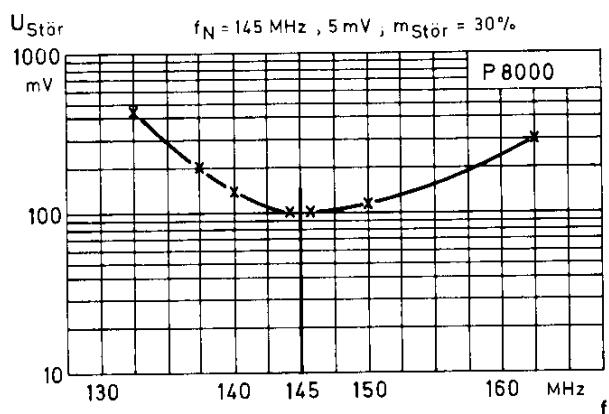


Abb. 15 Störspannung für 1% Kreuzmodulation

sonders aus Abb. 15 hervor. Es zeigt Störspannungen am 75- $\Omega$ -Eingang für 1% Kreuzmodulation als Funktion der Frequenzablage des Störsenders. Durch ein Bandfilter am Eingang läßt sich die Selektion auf Kosten der Rauschzahl noch weiter erhöhen. Die Rauschzahl wird hierbei um etwa 1 dB–1,5 dB ansteigen.

Nach der Schaltungsvariante (C) kann der Eingangskreis noch weiter vereinfacht werden. Hierbei ist die Drossel als Kreisinduktivität zu verwenden. Das LC-Verhältnis bestimmt dabei den Ankoppelfaktor des P 8000 an den Eingangskreis.

Diese Schaltungsvariante ist für eine Frequenz von 200 MHz gezeigt. Die gemessenen

Daten als Antennenbereichsverstärker sind in Tabelle 1 gegeben. Tabelle 2 gibt Dimensionierungshinweise für die verwendeten Spulen.

### Tabelle 1

Leistungsverstärkung	9 dB
Ausgangsspannung (DIN 45004)	$3,9 \text{ V} \cong 132 \text{ dB}/\mu\text{V}$
Eingangsstörfestigkeit (17MVO3)	$1,5 \text{ V} \cong 125 \text{ dB}/\mu\text{V}$
Rauschzahl	4,5 dB
Rückflußdämpfung $a_{11}$	14,5 dB
$a_{22}$	15 dB

### Tabelle 2

$L_1$	6,5 Wdg. 0,8 CuAg auf 5,5 $\phi$ mit MS-Kern
$L_2$	15 Wdg. 0,3 CuL auf 5,5 $\phi$ (0,7 $\mu\text{H}$ )
	Anzahl bei 4,5 Wdg. (0,14 $\mu\text{H}$ )
$L_3$	14 Wdg. 1,0 CuAg auf 5,5 $\phi$ mit Fe-Kern (1,25 $\mu\text{H}$ )
$L_4$	8,5 Wdg. 0,4 CuL auf 5,5 $\phi$ (0,3 $\mu\text{H}$ )

### Literatur

- [1] TI-Untersuchungsberichte Nr. 16, 18, 22, 24, 26, 28, 30, 31.
- [2] Funktechnik 22/24, 76 Sperrschicht und MOS-FET Konzept.
- [3] TI-Untersuchungsberichte und Muster bzw. Liefernachweis sind von der Werbeabteilung Texas Instruments Deutschland GmbH, Haggertystr. 1, 805 Freising zu beziehen.

# Applikationsbericht

**Drainstromstabilisierung des  
MOS-FET BF 900 und Einfluß  
auf die Leistungsverstärkung und  
Rauschzahl**



## **Drainstromstabilisierung des MOS-FET BF 900 und Einfluß auf die Leistungs- verstärkung und Rauschzahl**

---

*Josef Schürmann*

---



**TEXAS INSTRUMENTS**  
Deutschland GmbH



### FET-Verhalten

Im Gegensatz zu bipolaren Transistoren besitzen Verarmungs-FET's (Depletion) einen Ruhestrom, der sich bei einer Gate-Source Spannung von 0 Volt einstellt. Dieser Strom wird als  $I_{DSS}$  bezeichnet und in den Datenblättern spezifiziert.

Die Streuung von  $I_{DSS}$  ist in den meisten Fällen für die Praxis von untergeordneter Bedeutung, so lange die geforderten Verstärkungs- und Rauschwerte eingehalten werden.

Bei FET's ist die Verstärkung in selektiven Verstärkerschaltungen primär eine Funktion der Vorwärtssteilheit  $Y_{21S}$ . Stabilisierungsschaltungen mit Sourcewiderstand und Gate 1 Teiler bewirken eine Stromeinprägung, so daß der Drainstrom trotz erheblichen schwankenden  $I_{DSS}$ -Werten eine gute Konstanz aufweist.

FET's die im  $I_{DSS}$ -Wert unterhalb des gewünschten Betrieb-Drainstromes liegen, werden in dieser Schaltung durch eine leicht positive Gate 1 Vorspannung (bezogen auf die Source-Elektrode) weiter geöffnet, so daß der Betriebs-Drainstrom bei diesen FET's oberhalb des  $I_{DSS}$ -wertes liegen, während andererseits hohe  $I_{DSS}$ -Werte auf einen niedrigeren Betriebsdrainstrom reduziert werden.

### Stellheit und Verstärkung als Funktion des Drainstromes

Bei FET's ist eine leichte Korrelation der Steilheit zu  $I_{DSS}$  vorhanden. FET's mit niedrigem  $I_{DSS}$ -Wert haben auch eine etwas geringere Steilheit, gegenüber FET's mit höherem  $I_{DSS}$ .

Die Erhöhung des Drainstromes über den  $I_{DSS}$ -Wert hinaus bewirkt eine Zunahme der Steilheit.

Neben der Stabilisierung des Drainstromes wird auch die Verstärkungsstreuung reduziert, da z. B. FET's mit kleinerem  $I_{DSS}$  sich auf einen höheren Strom und damit höhere Betriebssteilheit einstellen.

### Meßschaltung und Ergebnisse

Die Meßschaltung (Bild 1) arbeitet bei  $F = 200$  MHz und ist mit varicapabgestimmten Ein- und Ausgangskreisen ausgeführt. Die Bandbreite der Kreise ist eingangsseitig etwa 15–18 MHz und ausgangsseitig etwa 10 MHz.

In der Schaltung wurden BF 900 mit unterschiedlichen  $I_{DSS}$ -Werten bei Sourcewiderständen von 0,220 und 470 Ohm untersucht. Der Spannungsteiler für Gate 1 ist für einen Drainstrom von ca. 9,5 mA dimensioniert. Bei  $R_S = 470$  Ohm wird die Schwankung des Drainstromes  $I_{DSS}$  beispielsweise von 15 mA auf 1,6 mA reduziert. Siehe Bild 2.

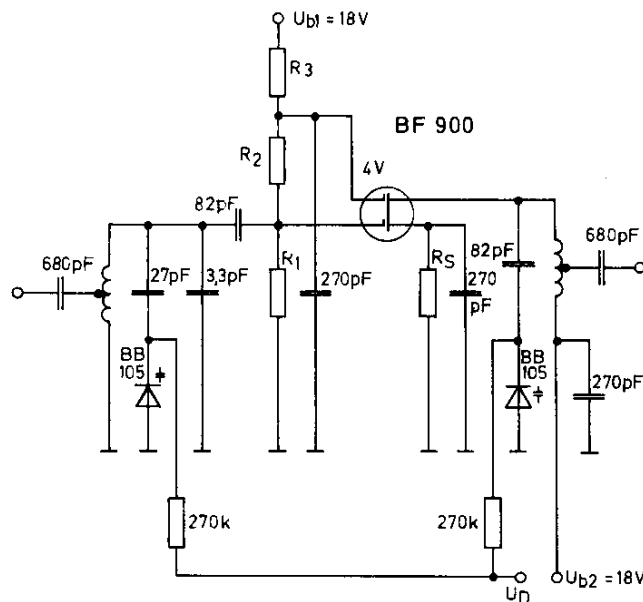


Abb. 1 200 MHz Meßschaltung zur Untersuchung von Drainstrom und Verstärkungsstreuungen bei  $R_S = 0, 220, 470$  Ohm.

$R_S$	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$U_{b1}$
0 Ohm	100 K	0 K	18 K	4 V
220 Ohm	47 K	91 K	270 K	18 V
470 Ohm	120 K	120 K	270 K	18 V

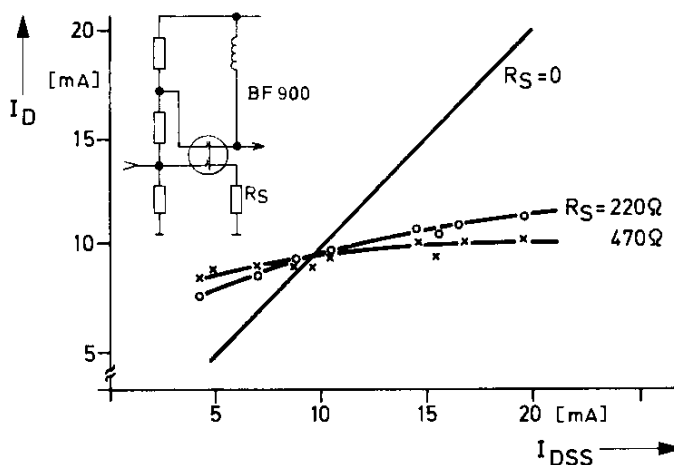


Abb. 2 Drainstromstabilisierung mit Sourcewiderständen

## Leistungsverstärkung

In Bild 3 ist die Streubreite der Leistungsverstärkung von 25 Exemplaren aufgezeigt. Bei dem Betrieb im  $I_{DSS}$  Arbeitspunkt ist die Streuung der Verstärkung etwa 5,2 dB, während sie bei der Stabilisierung durch einen 220 Ohm bzw. 470 Ohm Widerstand auf

3,2 dB reduziert wird. Dabei wird die mittlere Verstärkung ebenfalls leicht angehoben. Verstärkungsunterschiede zwischen den Sourcewiderständen von jeweils 220 und 470 Ohm waren kaum feststellbar, so daß sich bereits eine gute dynamische Stabilisierung des Arbeitspunktes bei einem Sourcewiderstand von 220 Ohm ergibt. Beim Rauschfaktor ist kein wesentlicher Unterschied zwischen  $I_{DSS}$  und dem Betrieb mit Sourcewiderständen festzustellen. Nachstehend die Meßwerte von 5 Exemplaren:

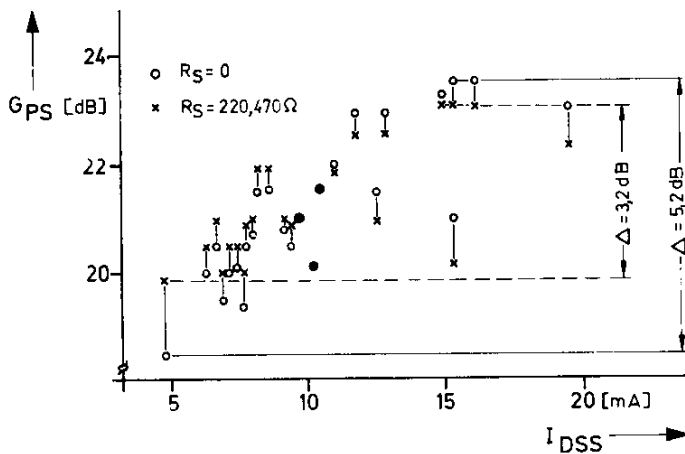


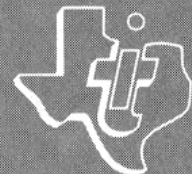
Abb. 3 Verstärkungsstabilisierung mit Sourcewiderständen

## Eigenrauschzahl bei $f = 200$ MHz

Nr.:	$I_{DSS}$	$R_S = 0$	$R_S = 220$	$R_S = 470 \Omega$
1	4,8 mA	2,7 dB	2,6 dB	2,5 dB
2	5,8	2,5	2,4	2,4
3	6,8	3,1	2,9	2,8
4	10,0	2,75	2,7	2,7
5	15,5	2,2	2,2	2,2
6	19,5	2,5	2,4	2,4

# Applikationsbericht

**Der BF907 als geregelte Vorstufe  
im UHF Tuner**



## **Der BF 907 als geregelte Vorstufe im UHF Tuner**

---

*Josef Schürmann*

---



**TEXAS INSTRUMENTS**  
Deutschland GmbH

Der BF 907 wurde für UHF Vor- und Mischstufen entwickelt. Die Einführung von MOSFET's in der Vorstufe ist zunächst einfacher realisierbar und bringt folgende Vorteile:

- niedrige Kreuzmodulation
- hohe Spiegelfrequenzsicherheit
- niedrige Rauschzahl
- geringe Systemkosten

Die Kombination des hochohmigen Dual Gate MOSFET's BF 907 mit einem selektivem Vorkreis ergibt eine deutliche Verbesserung von „In-Band“ Kreuzmodulation sowie der Spiegelfrequenzsicherheit. Die Überlegenheit des Konzepts wird besonders deutlich wenn man beispielsweise von der üblichen Einzender-Kreuzmodulationsmessung abgeht und einen praxisnahen Meßaufbau mit 3 im Bereich verteilten Störsendern nachbildet. Die Systemkosten sind trotz verbesserter Großsignalfestigkeit und niedriger Rauschzahl günstiger da die Regelfunktion vom FET

übernommen wird. Dadurch erübrigen sich separate Regelnetzwerke. Des weiteren ist das Signal/Rauschverhältnis als Funktion der Abregelung verzögert negativ proportional, d. h., daß beim Regeleinsatz die Rauschzahl nicht oder nur leicht ansteigt.

Die praktische Ausführung eines UHF Tuner zeigt Bild 1. Das Antennensignal wird über eine Serieninduktivität auf den selektiven Vorkreis gegeben. Diese Ankopplungsart verringert die kapazitäts Belastung des Eingangskreises und bietet gleichzeitig die erwünschte stärkere Ankopplung des Eingangssignals in den Eingangskreis im unteren Frequenzbereich. Über einen Koppelkondensator vom Hochpunkt des Kreises gelangt das Eingangssignal auf den Eingang des BF 907. Die Regelspannung kann direkt auf das  $G_2$  gegeben werden. Um den FET bei den üblichen Regelspannungen ganz abzuregeln muß das Spannungspotential am Sourcewiderstand – bei fehlendem Drain-Strom durch die Abregelung des FET – auf einen

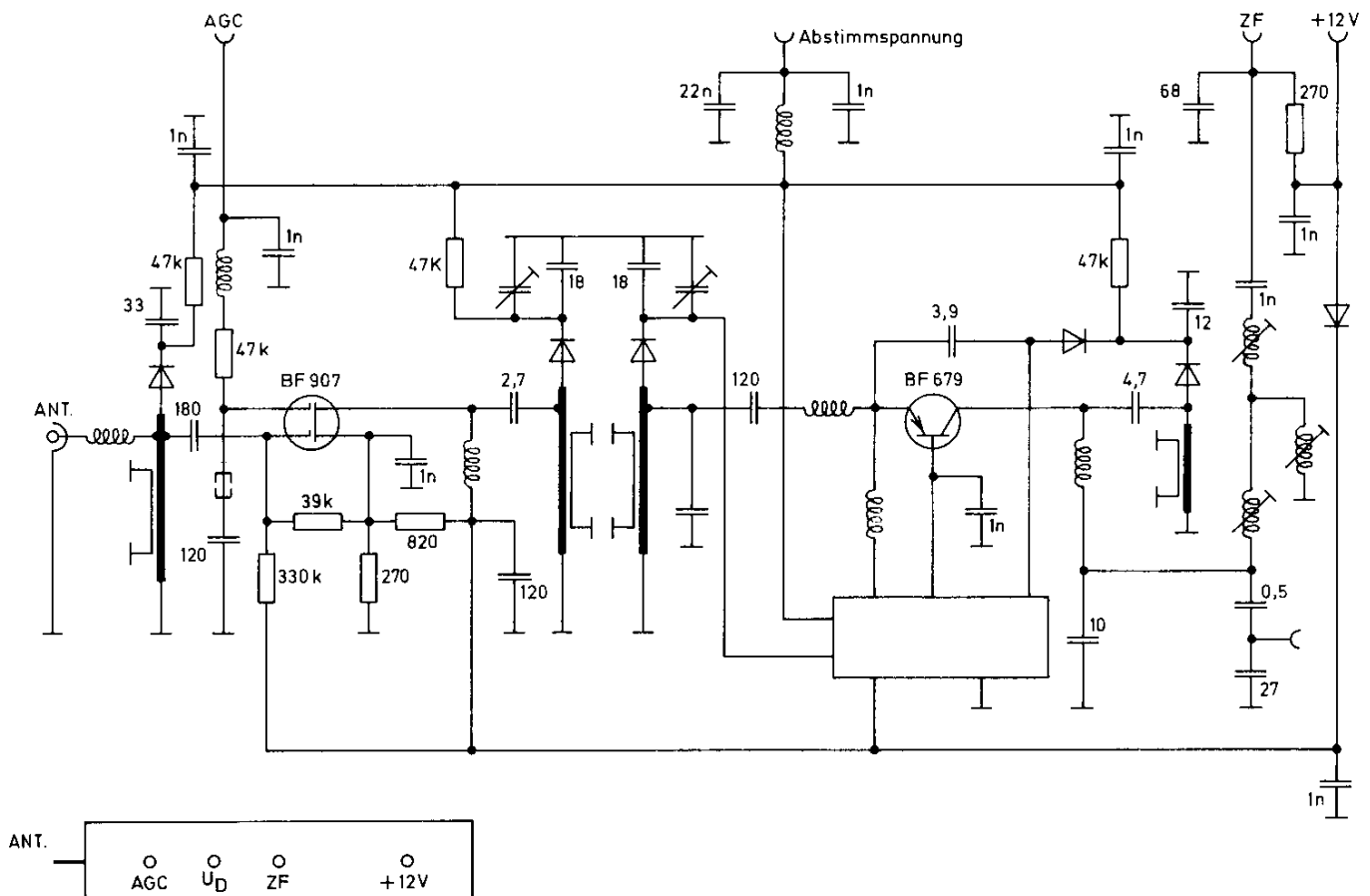


Bild 1 Schaltbild

Mindestwert von etwa 3 V gehalten werden. Deswegen muß in den Sourcewiderstand von 270 Ohm ein zusätzlicher Querstrom (der über den 820 Ohm Widerstand fließt) eingespeist werden. Die Überschlagsrechnung der Verstärkung des BF 907 für einen Arbeitspunkt von ca. 7–10 mA ist an Hand der folgenden Y-Parameter möglich.

$$|Y| = \begin{vmatrix} 1.75 + j 11 & , & 0.03 + j 0.1 \\ 7.7 - j 9.7 & , & 0.4 + j 6.7 \end{vmatrix} \text{ mS}$$

$f = 800 \text{ MHz}$

Die Admittanzen der Ein- und Ausgangskreise wurden jeweils mit 3 mS (Eingang und 0.5 mS Ausgang approximiert).

Aus der Simulation der Quell- und Lastleitwerte lassen sich verschiedene Verstärkungs- und Stabilitätszahlen ableiten. Der als Beispiel gegebene Computerausdruck ergibt die Werte für den Betrag der Vorwärtssteilheit, Verstärkung und Stabilität an. Das Programm wurde mit dem Taschenrechner TI59/PC100A gerechnet und kann auf Wunsch zugeschickt werden.

Der Einfluß des Eingangskreises als primäre Größe mit verschiedenen Lastimpedanzen ist bei 800 MHz in Bild 2 angegeben. Realistische Werte für  $G_S$  liegen bei etwa 1.5 bis 3 mS. Die tatsächliche Stufenverstärkung verringert sich noch um den Betrag der Dämpfungen des Eingangs- und des Ausgangskreises, die zusammen etwa bei 7–8 dB liegen.

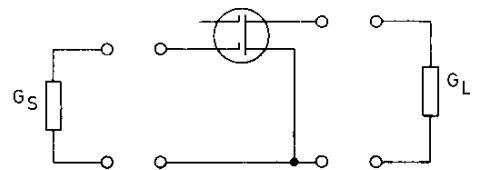
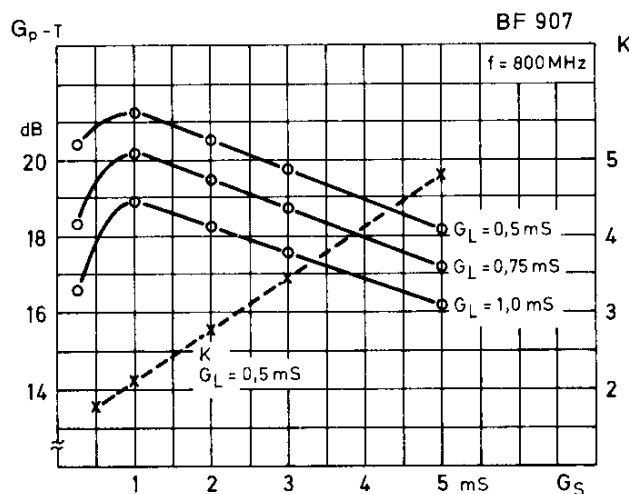


Bild 2 Verstärkung und Stabilität des BF 907 bei  $f = 800 \text{ MHz}$

1.75	G11
7.7	G21
-9.7	B21
0.03	G12
0.1	B12
0.4	G22
3.	GS
0.5	GL
12.38	$ Y_{21} $
17.39	VP÷U
19.78	VP÷T
3.43	K
6.50	C

$$G_{P-U} = \frac{|Y_{21}|^2}{4 \cdot g_{11} \cdot g_{22}}$$

$$G_{P-T} = \frac{4 \cdot G_S \cdot G_L \cdot |Y_{21}|^2}{(g_{11} + G_S) \cdot (g_{22} + G_L) - |Y_{21} \cdot Y_{12}|^2}$$

$$K = \frac{2(g_{11} + G_S) \cdot (g_{22} + G_L)}{Y_{21} \cdot Y_{12} + RE(Y_{21} \cdot Y_{12})}$$

$$C = \frac{|Y_{21} \cdot Y_{12}|}{2g_{11} \cdot g_{22} - RE|Y_{21} \cdot Y_{12}|}$$

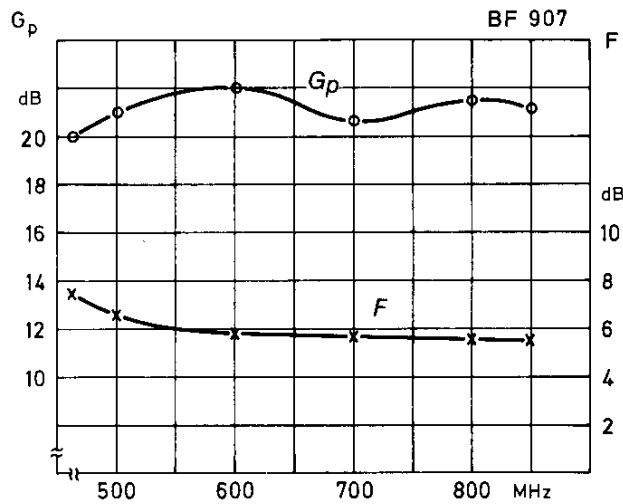


Bild 3 Rauschen und Verstärkung

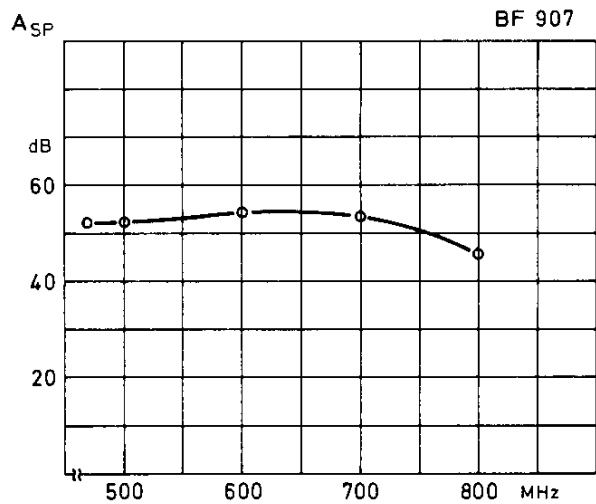


Bild 4 Spiegelfrequenzsicherheit

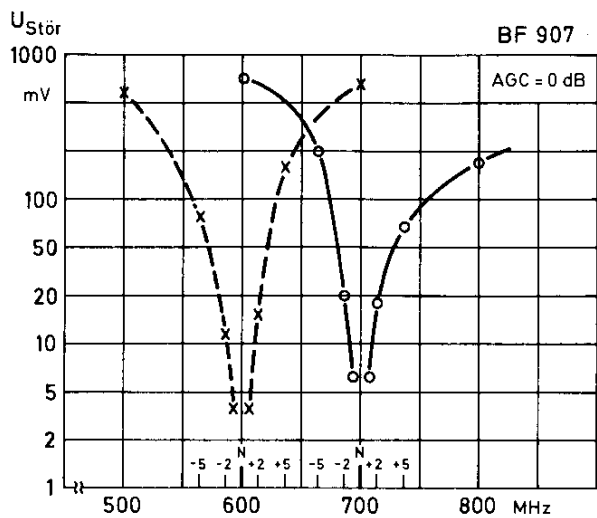


Bild 5 Kreuzmodulation versus f

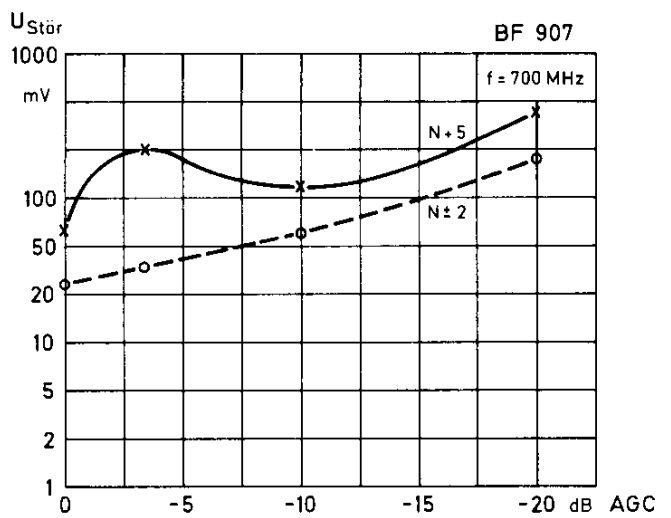
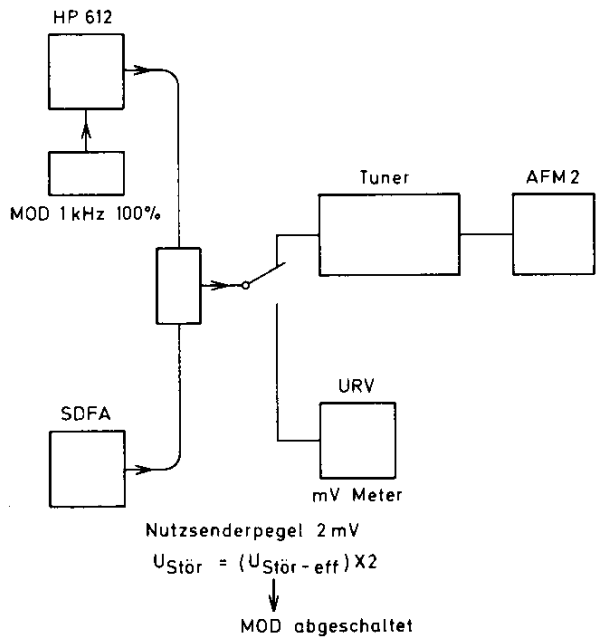
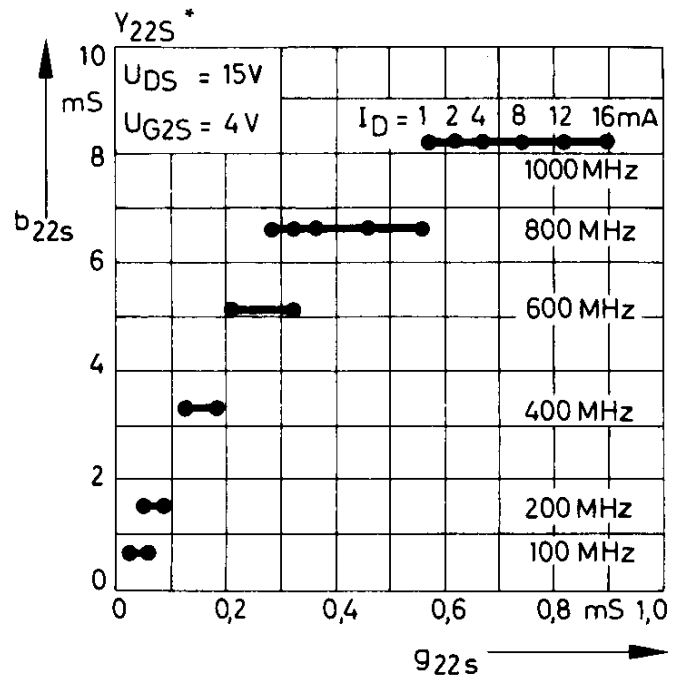
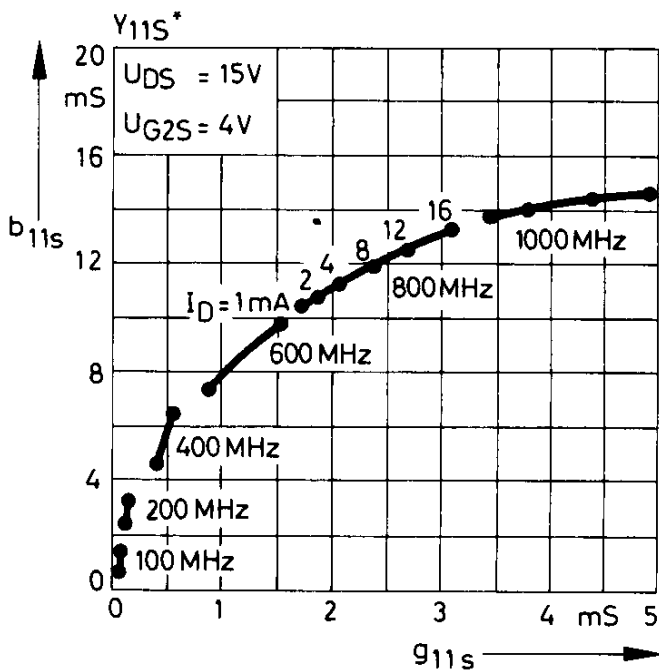
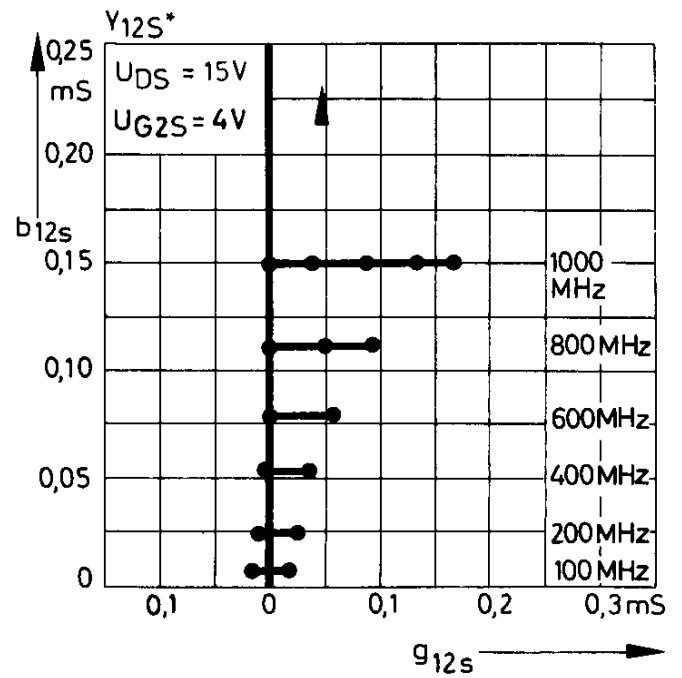
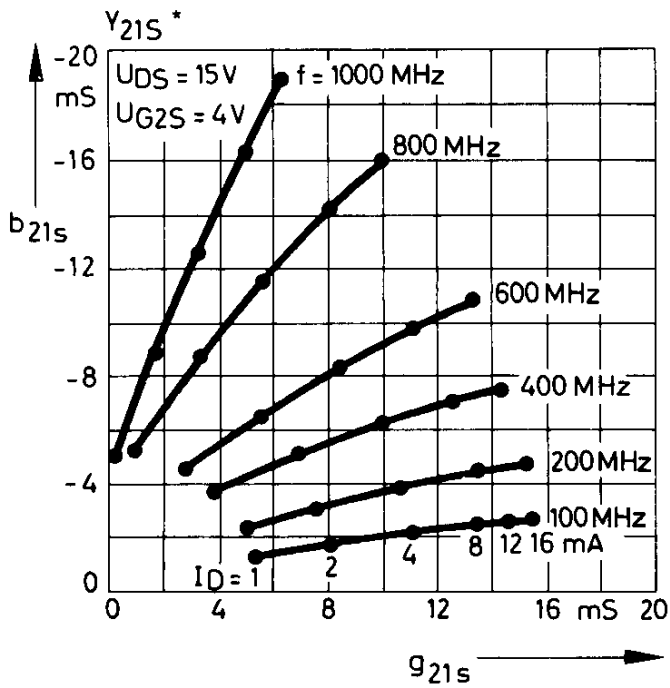


Bild 6 Kreuzmodulation versus AGC

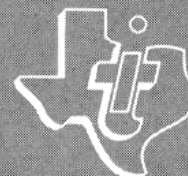


\*gemessen in 1,2 mm Abstand vom Gehäuse



## **Applikationsbericht**

**Messung der Rauschzahl bei  
verschiedenen Generator-  
impedanzen am  
UHF-MOS-FET BF 907**



**Messung der Rauschzahl bei ver-  
schiedenen Generatorimpedanzen am  
UHF MOS-FET BF 907**

---

*Josef Schürmann*

---



**TEXAS INSTRUMENTS**  
Deutschland GmbH

### Allgemeines

Die Messung der Impedanz für die Rauschanpassung bzw. die Aufnahme der Ortskurven für verschiedene Rauschwerte erfolgt nach der Substitutionsmethode. Die Meßschaltung wird so vorbereitet daß die Eingangsbuchse des Meßobjektes mit  $Z = 50 \Omega$  wellenwiderstandsgerecht bis zum Gate-1 Anschluß des MOS-FET's (2 mm vom Gehäuse) herangeführt wird.

Aus praktischen Gründen wird die Meßebe auf die Eingangsbuchse verlagert (Type N or BNC). Dazu ist es erforderlich, daß eine der Meßschaltung entsprechende Anschlußbuchse als Adapter für die Impedanzmessung an der G-R Meßbrücke bzw. S-Parametermeßgerät angefertigt wird.

Die Meßschaltung Fig. 1 ist für den Betrieb

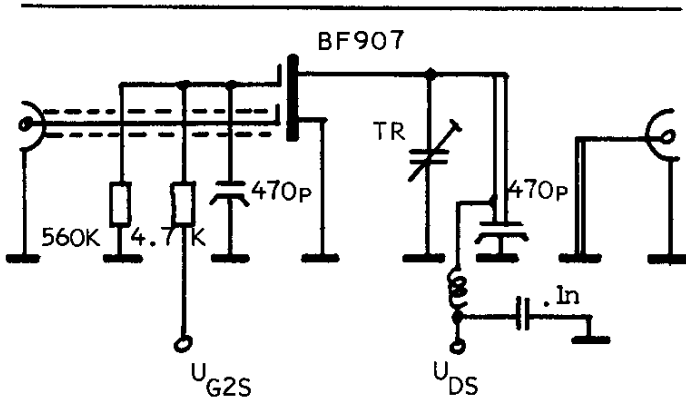


Fig. 1

bei  $I_{DSS}$  bei variabler  $U_{G2S}$  und  $U_{DS}$  ausgelegt. Der Drainkreis ist abstimbar und in  $\lambda/4$ -technik ausgeführt. Mit dem Trimmer TR läßt er sich auf eine Frequenz von 450 bis 1000 MHz einstellen. Die Verstärkung dieser Meßschaltung mit BF 907 beträgt ca 13 dB bei 1000 MHz und 12 dB bei 450 MHz.

### Meßanordnung

Nach Fig. 2 wird die Rauschquelle über ein Präzisionsdämpfungsglied von 10 dB über das Anpaßnetzwerk an den Eingang der Meßschaltung gegeben. Mit dem  $\lambda/4$  Anpaßnetzwerk kann die Impedanz der Rauschquelle auf beliebige Werte am Eingang der Meßschaltung transformiert werden.

Zur Ermittlung der optimalen Rauschzahl ist mit dem Anpaßnetzwerk die minimale Rauschzahl einzustellen. Dann wird das Anpaßnetzwerk vom Meßobjekt getrennt und zur Messung der Impedanz auf die GR Meßbrücke bzw. den S-Parameter Meßplatz geschaltet. Bei der Messung der Ortskurven geht man zweckmäßigerweise so vor, daß zunächst mit der Meßbrücke die jeweils gewünschten Impedanzwerte mit dem Anpaßnetzwerk eingestellt werden und dann die entsprechende Rauschzahl gemessen wird. Bei der Messung ist darauf zu achten, daß die Meßfrequenzen genau übereinstimmen da wegen der relativen Schmalbandigkeit des Anpaßnetzwerkes sonst unzulässige Meßfehler entstehen können.

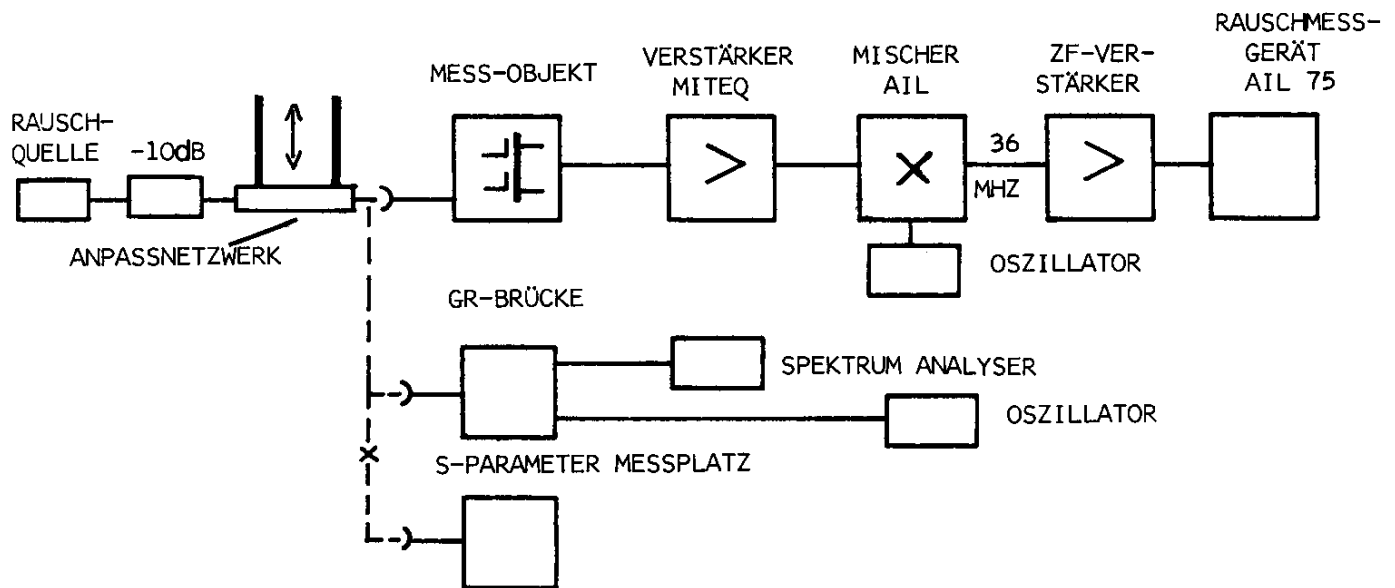
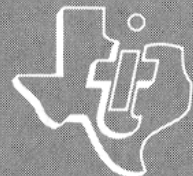


Fig. 2

### Testschaltung und Meßaufbau für Rauschanpassung im Bereich 450–1000 MHz

# Applikationsbericht

**UHF MOS-FET Mischer mit  
BF 905**



## **UHF MOS-FET Mischer mit BF 905**

---

*Josef Schürmann/J. L. Villevielle*

---



**TEXAS INSTRUMENTS**  
Deutschland GmbH

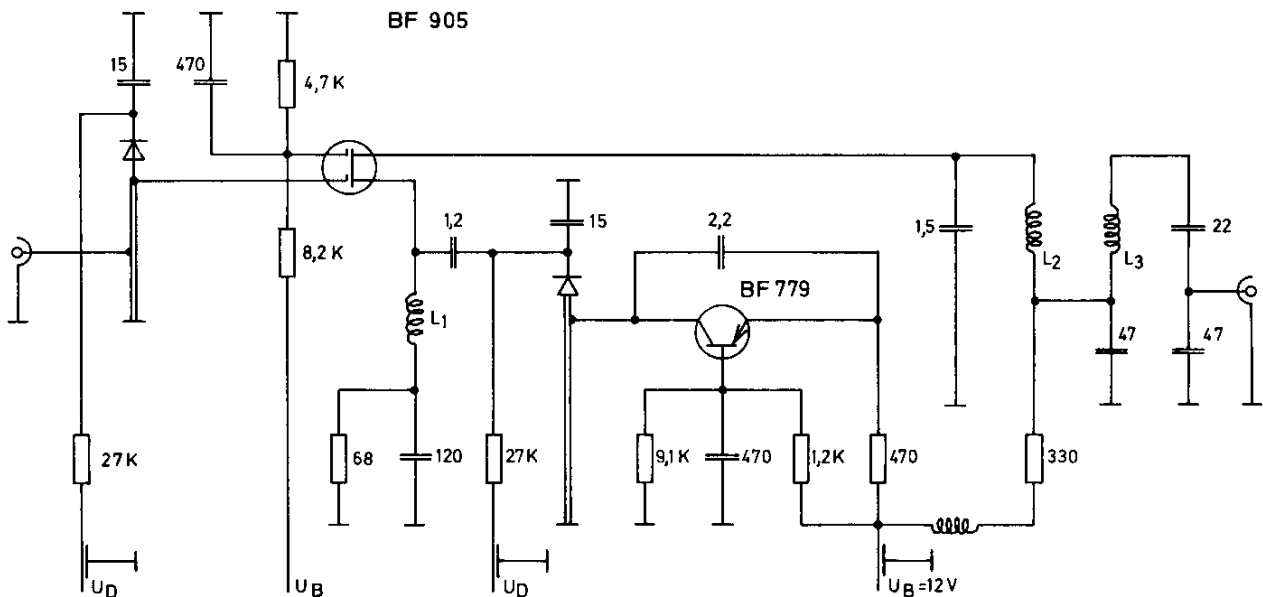
Die UHF Mischstufe arbeitet additiv mit der Oszillatoreinkopplung in die Source.  $L_1$  bildet mit dem Fußpunkt-C einen Serienkreis, der auf die ZF abgestimmt ist. Diese Schaltung soll grundsätzliche Lösungsmöglichkeiten aufzeigen und kann noch weiter optimiert werden.

Ansatzpunkte hierzu sind:

a) Die Erhöhung der Oszillatoramplitude am unteren Bereichsende.

b) Der Oszillator kann oberhalb der Eingangsfrequenz schwingen. Dabei ist das Abstimmverhältnis etwas günstiger, so daß die Abstimmspannung am unteren Bereichsende höher wird.

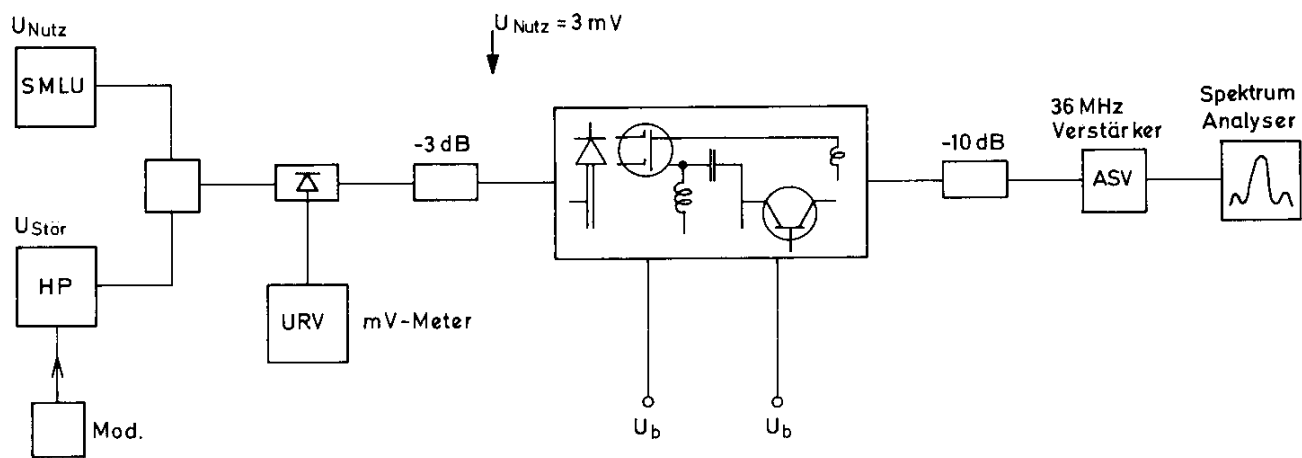
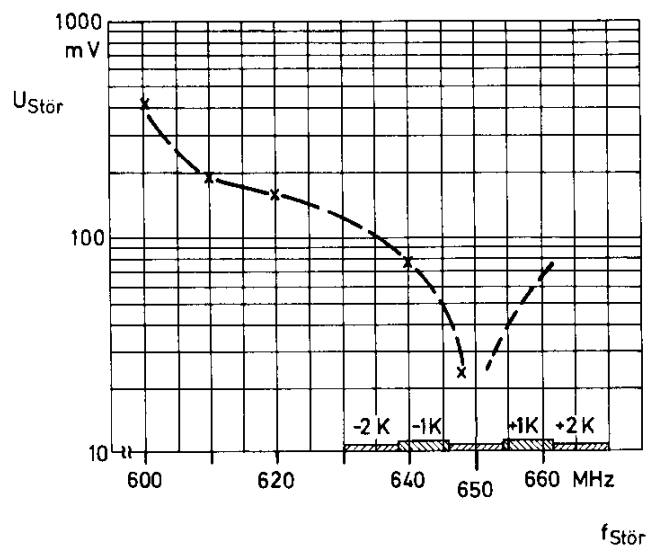
c) Untersuchung ob  $\lambda/2$  Abstimmung günstiger ist. Sie dürfte im kritischen unteren Bereich die Verstärkung um ca. 5–10 dB erhöhen, so daß der Verlauf der Verstärkung annähernd flach wird.



**Kurzdaten (vorläufig) bei  $U_b = 12 V$**

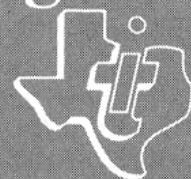
	$f = 800$	$700$	$500 MHz$	(nicht optimiert)
Leistungsverstärkung	23,0	20,0	10,0 dB	
Rauschen	9,2	8,5	16,0 dB	$L_1 = 0,14 \cdot H$
$\Delta I_C$ -Oscillator	1,2	1,4	0,8 mA	$L_2 = 5,6 \cdot H$
Ustör für 1% KM				$L_3 = 1,6 \cdot H$
a) in Kanal	22,0	22,0	30,0 mV	
b) -2 Kanäle	100,0	100,0	100,0 mV	

Kreuzmodulation einer additiven Mischstufe mit BF 905



# Applikationsbericht

**Linearisierte Regelschaltung mit  
Dualgate MOSFET BF907**





## **Linearisierte Regelschaltung mit Dualgate MOSFET BF 907**

---

*Josef Schürmann*

---



**TEXAS INSTRUMENTS**  
Deutschland GmbH

**Allgemeines:**

VHF und UHF Tuner mit Dualgate MOSFETS können leistungslos über das Gate-2 geregelt werden. Die Regelcharakteristik ist kompatibel mit allen gebräuchlichen Regelschaltungen die eine max. Verstärkung bei +8 ... +10 Volt haben und bei denen die Abregelung bei +2 ... +0,5 Volt beendet ist. Der typische Regelverlauf einer MOSFET-Schaltung – Bild 1 – weist eine flache Zone max. Verstärkung auf, an die sich ein Bereich mit linearer Abregelung von etwa 5 dB/Volt anschließt. Der letzte Teil der Abregelung verläuft relativ steil mit Regelsteilheiten von 30 bis 40 dB/Volt.

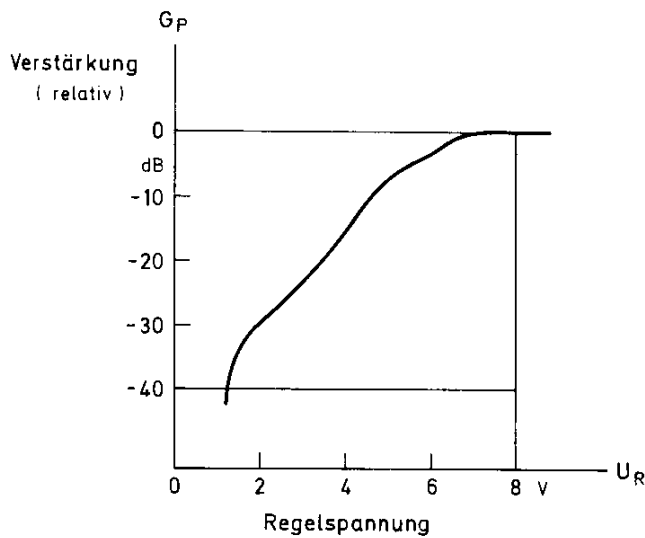


Bild 1 Typischer Verlauf einer nichtlinearisierten Regelschaltung

Höhere Anforderungen an die Linearität der Regelcharakteristik gibt es zum Beispiel in der Antennenverstärkertechnik und bei Fernsichtunern mit Suchlauf.

**Modifizierte Regelschaltung (Bild 2)**

Der Bereich der steilen Abregelung läßt sich durch eine Dehnung der effektiven Gate-2 Spannung gegenüber der ursprünglichen linearen Regelspannung durchführen. Bei üblichen MOSFET Schaltungen ist das Sourcepotential und die Gate-1 Spannung hochgelegt. Dieses Spannungsniveau am Gate-1 kann zwischen +3 und +5,5 Volt liegen. Gesichtspunkte für die Festlegung des

Spannungspotentials sind einmal die minimale Regelspannung als auch die Höhe der Betriebsspannung.

Anzustreben ist ein möglichst geringer Wert für die minimale Regelspannung beispielsweise +0,5 bis +1 Volt, während die Betriebsspannung nach Möglichkeit 12 Volt oder höher sein sollte. Versorgungsspannungen von 11 Volt sind aber auch noch möglich und geben gute Resultate.

Die Gate-2 Spannung durchläuft im allgemeinen bei der Regelung den Bereich von +8 bis +1 Volt. Bei einer Verknüpfung der

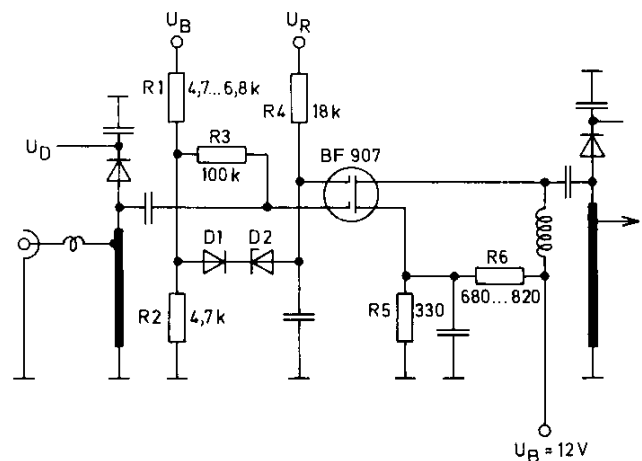


Bild 2 Linearisierte Regelschaltung am Beispiel einer UHF Vorstufe mit BF 907

Gate-2 Spannung mit dem Gate-1 Spannungsteiler kann der Spannungshub gegen Ende des Regelbereiches gedehnt werden. Dazu ist es erforderlich, die Regelspannung hochohmig dem Tuner zuzuführen. Falls die Regelspannungsquelle nicht schon eine hohe Quellimpedanz aufweist, läßt sich dies durch den Widerstand R4 von 18 kOhm einfach durchführen.

Der Mittelpunkt des Gate-1 Teilers (R1, R2) ist über eine Serienschaltung von einer Zenerdiode (D2) sowie einer Sperrdiode (D1) mit der Regelelektrode verbunden. Die Zenerdiode hat eine Durchlaßcharakteristik von etwa 2,5 Volt bei einem Zenerstrom von 0,1 mA. Das bedeutet, daß die Dehnung der Gate-2 Spannung bei einer Potentialdifferenz von

$U_{G1-T} - U_R \geq 2,5$  Volt einsetzt. Im praktischen Fall, bei einer Gate-1 Teilerspannung von 5 Volt und einer Dioden Zenerspannung von 2,7 Volt ist der Schwellwert der Linearisierung bei einer Regelspannung von +2,5 Volt festzustellen.

Die Linearisierung läßt sich einmal durch die Höhe des Gate-2 Vorwiderstandes und zum zweiten durch den Quellwiderstand des Gate-1 Teilers beeinflussen. Der Einsatzpunkt der Linearisierung ist durch die Höhe der Teilerspannung sowie die Wahl der Zenerdiode festgelegt. Die vorgeschaltete Diode D1 verhindert ein Klemmen der Regelspannung auf die Mittenspannung des Gate-1 Teilers.

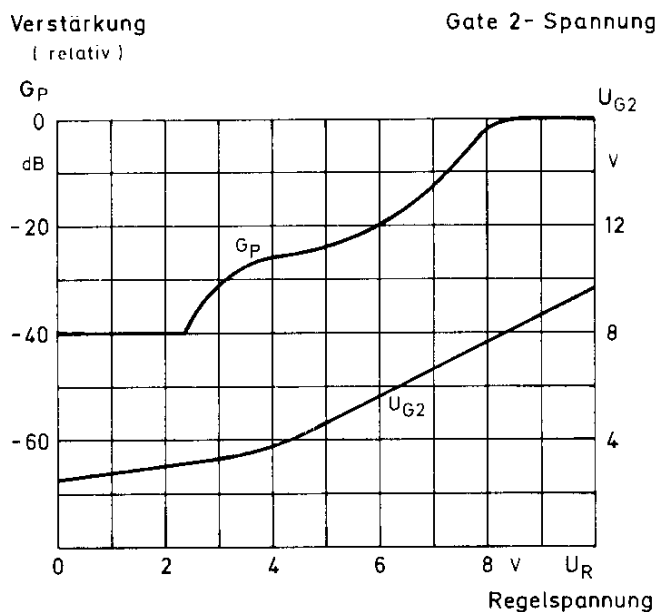


Bild 3 Verlauf der linearisierten Verstärkung  $V_P$  und der GATE-2 Spannung  $U_{G2}$  als Funktion der Regelspannung  $U_R$

Die Linearisierung läßt sich auch dadurch erreichen, daß die Diodenkombination an ein anderes als das Gate-1 Spannungspotential gelegt wird, wie zum Beispiel an einen getrennten Spannungsteiler oder auch durch Verbinden der Gate-2 Elektrode über die Dioden D1, D2 mit dem Sourcepotential. Die Meßergebnisse einer modifizierten UHF Tunerschaltung sind in Bild 3 gezeigt. Die obere Kurve zeigt die Abregelung mit 10 dB/cm als Funktion der Regelspannung (1 cm/V).

Die untere Kurve zeigt den Dehnungseffekt der Regelspannung bei niedrigen Abregelungen. Die Abregelteilheit ist im kritischen Bereich auf etwa 10 bis 12 dB/V gedehnt worden.

Bild 4 zeigt, den Meßaufbau der benutzt wurde, um den gesamten Abregelbereich eines MOSFET UHF Fernseh-tuners auf dem Oszillografen darzustellen.

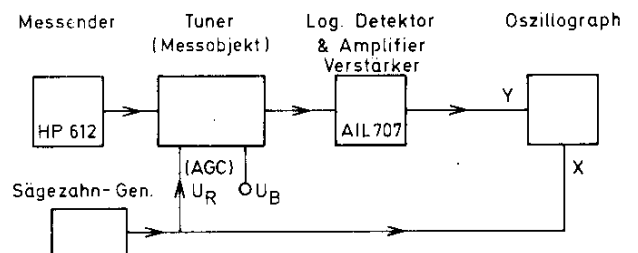


Bild 4 Meßaufbau

In Bild 5 ist ein VHF/UHF Vorstufen System dargestellt um die Einsparung der Bauelemente aufzuzeigen.

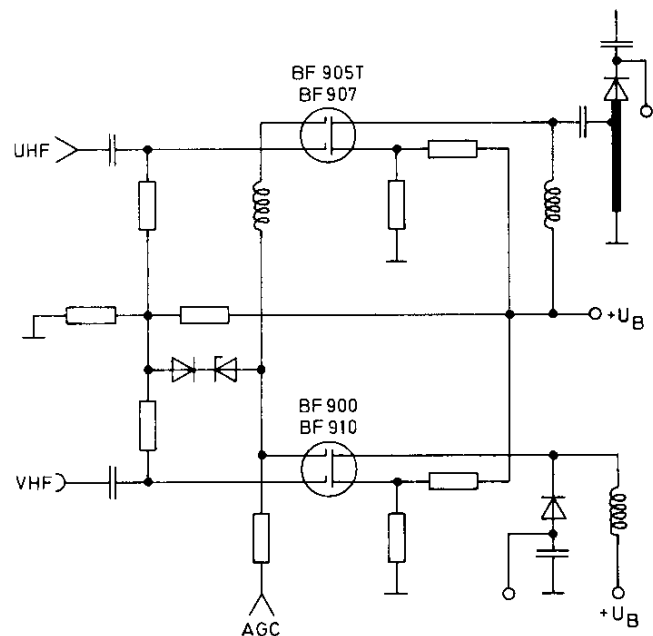


Bild 5 VHF/UHF Vorstufen-system mit linearisierter Regelung

# Applikationsbericht

**BF 905 — Stabilisierung des  
Drainstroms durch Sourcegegen-  
kopplung**



## **BF 905 – Stabilisierung des Drainstroms durch Sourcegegenkopplung**

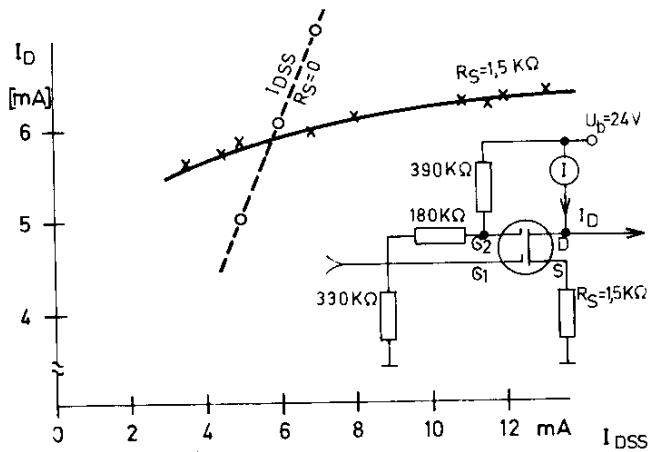
---

*Josef Schürmann*

---



**TEXAS INSTRUMENTS**  
Deutschland GmbH



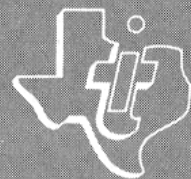
No. 30  
Meß-Tabelle  
No.

(BF 905,  $R_S = 1.5 K$ )  
 $Y_{21}$  (mS)  $I_D$  mA

No.	$I_{DSS}$ (mA)	$Y_{21}$ (mS)	$I_D$ mA
1	3,6	6,0	5,65
2	4,6	7,0	5,76
3	5,0	8,0	5,79
4	6,7	8,0	5,94
5	6,8	10,0	5,93
6	7,0	9,0	5,94
7	7,6	9,75	5,98
8	7,6	10,0	5,99
9	8,2	10,0	6,02
10	8,4	9,05	6,04
11	8,5	10,0	6,05
12	8,8	10,0	6,05
13	9,2	10,0	6,10
14	9,6	10,5	6,10
15	9,8	10,5	6,12
16	10,7	11,0	6,16
17	11,0	10,5	6,20
18	11,0	11,0	6,19
19	11,6	11,0	6,20
20	12,0	10,35	6,22
21	13,2	11,0	6,28

# Applikationsbericht

**Dual Gate MOS-FET BF900 als  
multiplikativer Mischer im  
FM-Bereich**



## **Dual Gate MOS-FET BF 900 als multiplikativer Mischer im FM-Bereich**

---

*Josef Schürmann*

---

## **Inhalt**

---

**1.0 Funktion des multiplikativen Mixers**

---

**2.0 BF 900 Mischschaltung**

---

**3.0 Meßwerte und Meßaufbauten**

3.1. Verstärkung

3.2. Großsignalverhalten

3.2.1. Eurofunk-Störungsfestigkeit

3.2.2. Messung der Mehrfachempfangsstellen

---

**4.0 Zusammenfassung**

---



**TEXAS INSTRUMENTS**  
Deutschland GmbH





Koppelkondensator, als auch die Drossel einsparen, wenn die Betriebsspannung über den Fußpunkt des Primärkreises des Bandfilters eingespeist wird.

Zur Analyse des grundsätzlichen Mischverhaltens wurde das Oszillator-Signal separat eingespeist, um in der Frequenz und Amplitude die folgenden Meßkurven aufzunehmen.

### 3.0 Meßwerte und Meßaufbauten

#### 3.1 Verstärkung

Nach Bild 1 sind die Verstärkungswerte als Funktion der Oszillator-Spannung, als auch der Gate 2 Spannung gemessen und in Bild 2 und Bild 3 aufgetragen.

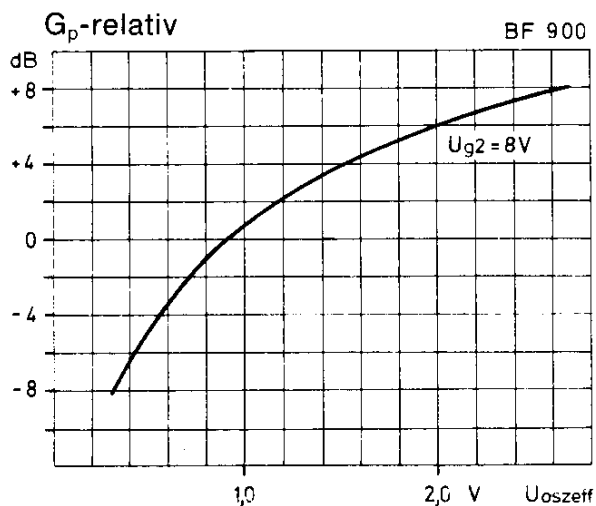


Bild 2 Relative Mischverstärkung als Funktion der Oszillatoramplitude

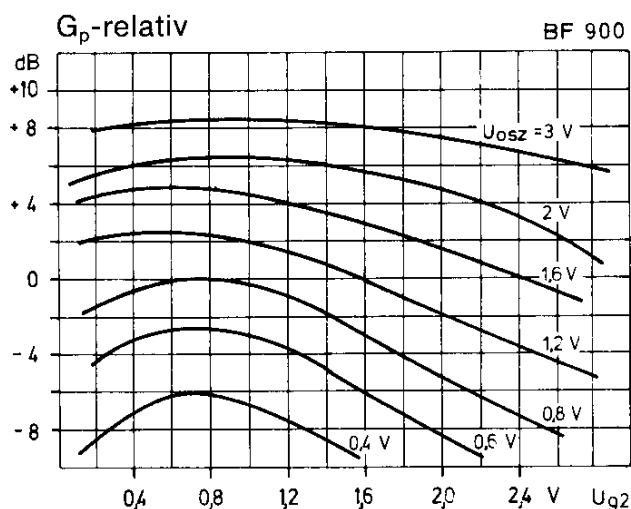


Bild 3 Relative Mischverstärkung als Funktion der Gate 2 Spannung

Der Null dB Pegel in Bild 2 und 3 entspricht der ursprünglich gemessenen Verstärkung im Tuner. Die dB-Skala gibt die relative Spannungsverstärkung zwischen Punkt a und Punkt b im Bild 1 an, wobei eine weitere Optimierung der Schaltung, z. B. durch Erhöhung des L/C-Verhältnisses des ersten ZF-Kreises nicht berücksichtigt wurde.

Die Streuung der Verstärkung von verschiedenen MOS-FET Exemplaren ist wie folgt:

MOS-FET Nr.:	1	2	3	4
$I_{DSS}$	14,4	13,0	15,5	8,6 mA
Steilheit	15,5	16,0	16,0	10,0 mS
Verstärkung	+0,5	+1,0	+1,2	+0,7 dB

#### 3.2 Großsignalverhalten

Für FM Tuner existieren zwei wesentliche Beurteilungskriterien:

- Störungen durch Eurofunk-Sender, gewertet wird die Modulationsübernahme. Störungen durch Eurofunk Sender werden durch Phasenmodulation des Mixers als auch durch FM Modulation des Oszillators hervorgerufen.
- Mehrfach-Empfangstellenbildung bei hohen Eingangssignal-Pegeln nach der Einsendermethode. Hierbei kann z. B. als Funktion der Amplitude des Eingangssignals die Lage und Zahl der Empfangsstellen für eine vorgegebene Amplitude des NF-Signals aufgezeichnet werden.

##### 3.2.1 Messung der Eurofunkstörung nach Bild 4

Der Störsender S1 und der Nutzsender S2 sind über Abschwächer und ein Entkoppelungs-Glied an den Eingang der Mischstufe gelegt. Am Lautsprecher-Ausgang des FM-Empfängers ist über ein 1 kHz-Filter das Röhren-Voltmeter RV55 angeschlossen. Der Eurofunksender wird mit S1 simuliert. S1 ist auf 87,35 MHz abgestimmt und 90% AM moduliert. S2 ist mit 1 kHz FM bei 15 kHz Hub moduliert, der Pegel ist 2 mV am Mischereingang. Die Modulationsübernahme wird bei einem Signal/Störverhältnis von 50 dB bei abgeschalteter Modulation von S2 gemessen. S2 und Tuner müssen jeweils auf die Meßfrequenz abgestimmt werden. Bei einem NF-Ausgangspegel am Ausgang des Empfängers von 3 Volt ist bei 50 dB Stör-

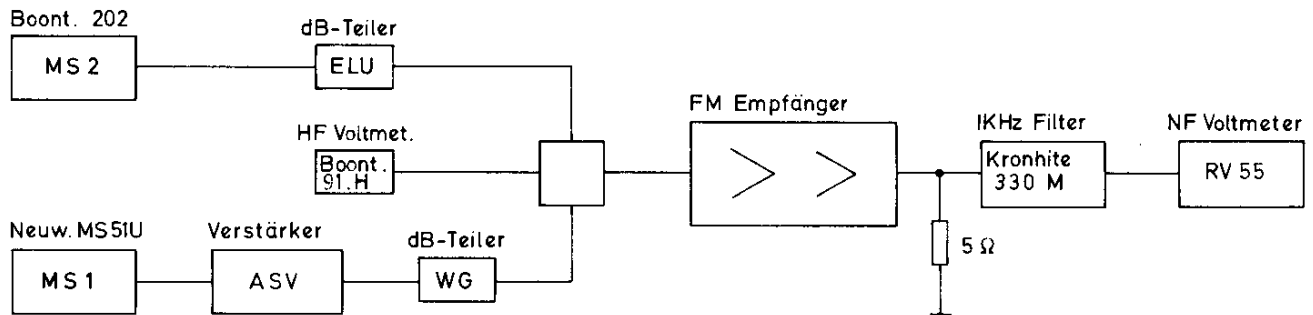


Bild 4 Messung der Eurofunkstörung

abstand das NF-Signal 9,5 mV. Nach **Bild 5** ist beim bipolaren Transistor bei 600 kHz Abstand, d. h. bei 250 mV, während die multiplikative MOS-FET Mischstufe bei 1 Volt und höher noch störfest ist.

### 3.2.2 Messung der Mehrfachempfangsstellen nach Bild 6

Der Sender S1 ist bei  $F = 95$  MHz mit 1 kHz bei 15 kHz Hub moduliert. Mit dem Nachverstärker ASV und dem Pegelreglern wird der Nutzsender zu Beginn der Messung am Mischeingang (a) auf eine Spannung von 1000 mV, bzw. 0 dB eingestellt.

Der Mischer des FM Tuners ist mit dem Oszillator zunächst auf 95 MHz abgestimmt

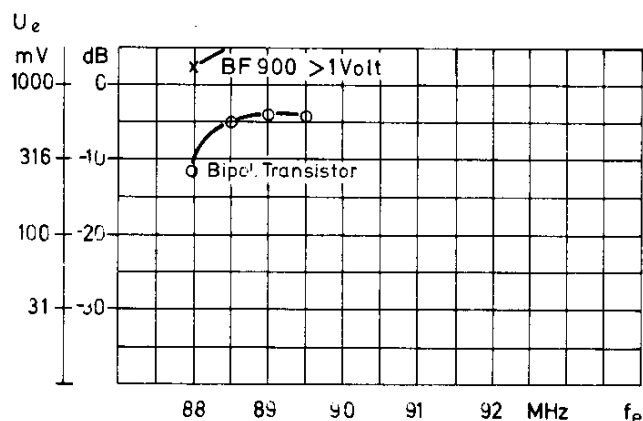


Bild 5 Vergleich der Eurofunk-Störung zwischen Dualgate MOS-FET BF 900 und bipolarem Transistor als Mischer

und das NF-Ausgangssignal auf 1 Volt eingestellt. Mit diesem NF- und HF-Pegel wird der Empfänger über den Bereich abgestimmt.

**Bild 7** zeigt die Frequenzen der Mehrfach-Empfangsstellen, die ein NF-Signal von 300 mV am Ausgang ergeben. Da hier nur eine Mischstufe untersucht wurde, entspricht dieser NF-Ausgangspegel etwa einer Empfindlichkeit von 2–5  $\mu$ V.

Hinweis:

Die Mehrfach-Empfangsstellen, die in Bild 7 auf der Null-dB, bzw. 1000 mV Linie auslaufen, erreichten das Meßkriterium von 300 mV nicht, sondern sie lagen lediglich zwischen 50 und 200 mV. Der Vollständigkeit halber wurden sie aber ebenfalls gewertet.

Der Vergleich ergibt 14 Mehrfach-Empfangsstellen für den Transistor und 7 für den multiplikativen MOS-FET-Mischer. 4 dieser 7 Mehrfach-Empfangsstellen treten erst bei höheren Senderpegeln auf.

Die optimale Gate 2 Spannung läßt sich aus den Bildern 3 und 8 ableiten. Sofern nur auf maximale Verstärkung Wert gelegt wird, muß die Spannung bei +0,8 Volt liegen. Um 5 dB bessere Großsignaleigenschaften sind bei  $U_{g2} = 1,4$  V zu erreichen. Hierbei ist die relative Verstärkungseinbuße ca. 2 dB. Sie kann gegebenenfalls durch eine etwas höhere Oszillatorspannung kompensiert werden.

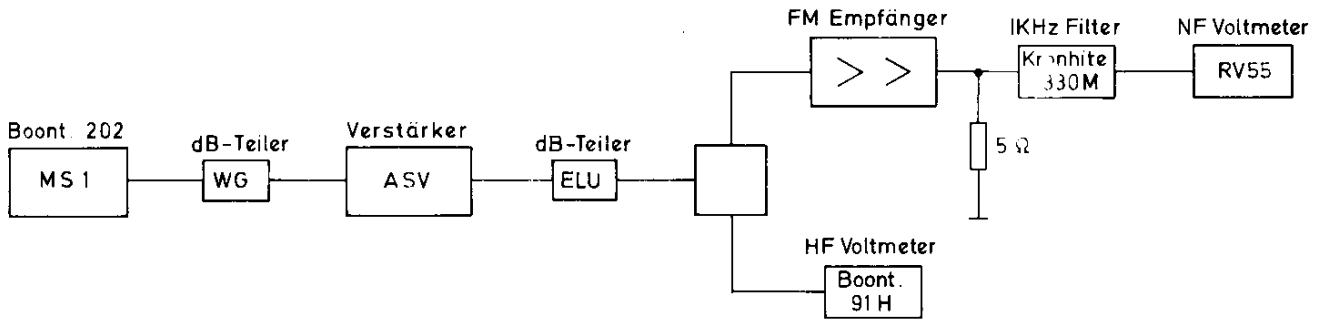


Bild 6 Messung der Mehrfachempfangsstellen

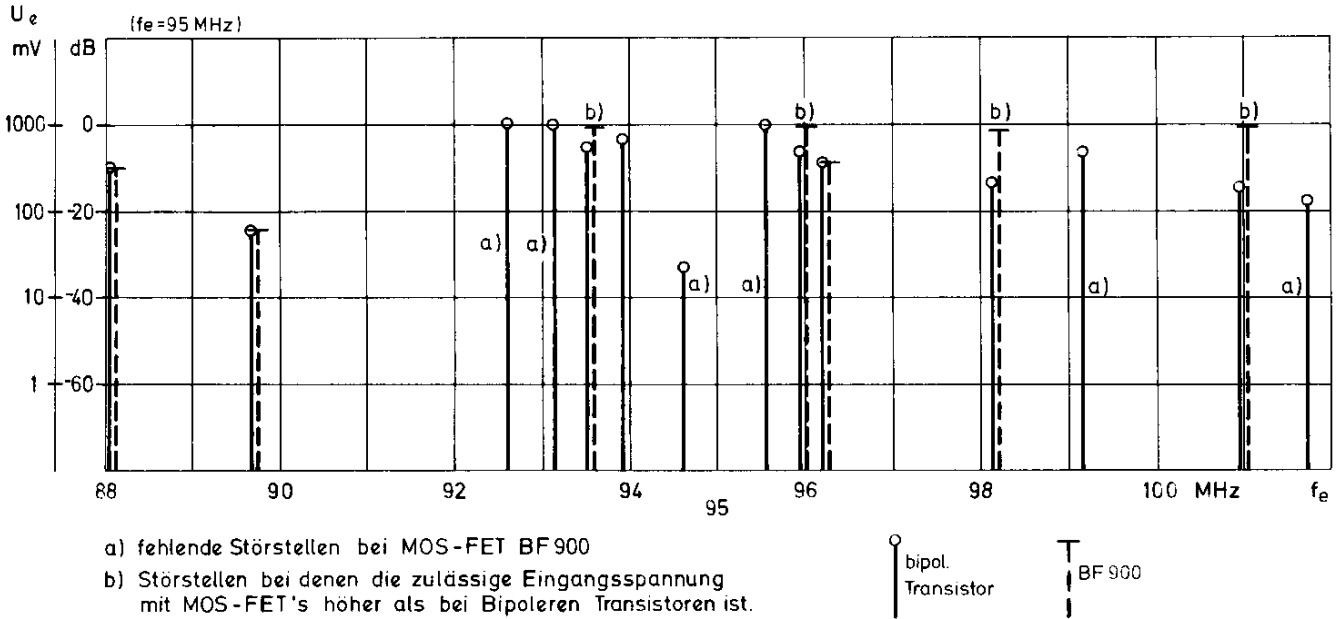
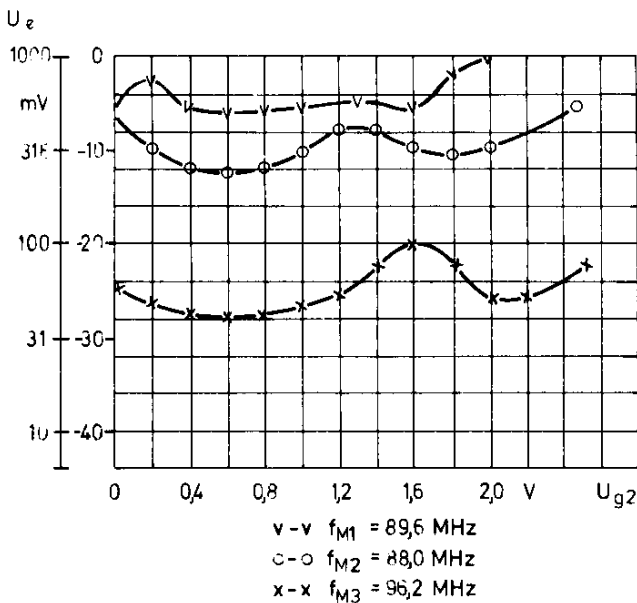


Bild 7 Vergleich der zulässigen Eingangsspannungen zwischen Dualgate MOS-FET BF 900 und bipolarem Transistor als Mischer



#### 4.0 Zusammenfassung

Dual Gate MOS-FET Mischer geben bei gleichen, oder besseren Verstärkungswerten weniger Mehrdeutigkeitsempfangsstellen als bipolare Mischer.

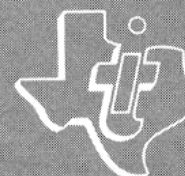
Die multiplikative Mischung ist vorteilhaft, da sie:

- a) geringe Streuung der Verstärkung ergibt.
- b) die Schaltung vereinfacht wird,
- c) die volle Betriebsspannung als Drain-Source-Spannung ausnützt, d. h. es ist kein Sourcwiderrstand mit dem unvermeidbaren Spannungsabfall erforderlich, der die effektive Drain-Source-Spannung reduzieren würde.

Bild 8 Einfluß der Gate 2 Spannung auf die Mehrfachempfangsstellen

## Applikationsbericht

**Der BF910 als rauscharmer, groß-  
signalfester Dual Gate MOS-FET  
mit hoher Steilheit für Verstärker  
und Mischanwendungen bis  
500 MHz**



**Der BF 910 als rauscharmer, groß-  
signalfester Dual Gate MOS-FET mit  
hoher Steilheit für Verstärker und  
Mischenwendungen bis 500 MHz**

---

*Josef Schürmann*

---



**TEXAS INSTRUMENTS**  
Deutschland GmbH

Dual Gate MOS-FET's finden immer mehr Eingang in moderne Verstärker- und Mischstufen. Sie lösen zunehmend bipolare als auch Pin-Bipolare Konzepte ab. Zu den wesentlichen Vorteilen der Dual Gate MOS-FET Konzepte zählen beispielsweise:

- Verbesserte Grenzempfindlichkeit durch geringes Eigenrauschen.
- Hohe Großsignalfestigkeit durch quadratische Übertragungskennlinie und selektiven Eingangskreis.
- Hohe Stufenstabilität durch Anwendung der eigenstabilen Sourceschaltung kombiniert mit der geringen Rückwirkungskapazität von 0,03 pF.
- Optimale Eingangsanpassung durch abgestimmten Vorkreis.
- Geringe Parameterstreuung, dadurch einfacher Abgleichaufwand in der Fertigung.
- Hohe Störfestigkeit gegenüber Spannungsspitzen (Blitzfestigkeit) durch monolithisch integrierte Zenerdioden.
- Leistungslose Regelung und großer Regelungsumfang von 45–55 dB.

### Anwendungsbereiche

Der BF 910 ist für UKW Vor- und Mischstufen sowie für Anwendungen in Kabel- und VHF Fernsehtunern entwickelt worden. Daneben läßt er sich in Antennenverstärkern und Eingangsstufen von HF-Geräten sowie für lineare Treiberstufen in Meßgeräten und Senderschaltungen verwenden.

Besonders im UKW Tuner und in HF-Verstärker Stufen führt er zu Einsparung von Bauteilen bei gleichzeitiger Erhöhung der Grenzempfindlichkeit und Verstärkung. In Antennenverstärkern ist er für die neuen Störfestigkeitsvorschriften besser geeignet als konventionelle Typen da er eine höhere Stromaussteuerung besitzt.

In Mischstufen führt der BF 910 zu höherer Verstärkung und ebenfalls besserer Großsignalfestigkeit. Da in Eingangsteilen bzw. Tunern neben der hohen Grenzempfindlichkeit auch eine möglichst hohe Verstärkung erwünscht wird, und andererseits die Vorstufenverstärkung ein bestimmtes Maß nicht überschreiten soll, ist eine hohe Mischverstärkung wichtig.

### Eigenschaften und technische Daten des BF 910

Die Entwicklungsvorgaben waren folgende:

- Schaltungsvereinfachung besonders für UKW Stufen mit geringem Platzbedarf wie z. B. in Koffer- und Autoradiogeräten.

- Hohe Verstärkung bzw. Verstärkungsreserve bei reduzierter Rauschzahl.
- Hohe Konstanz der Verstärkung und des Drainstromes durch Einprägung des Arbeitspunktes.
- Maximale Ausnutzung der Versorgungsspannung und geringer Spannungsabfall an Sourcewiderstand.
- Maximale Mischverstärkung

Drei Parameter sind beim BF 910 wichtig:

- Verdoppelung des  $I_{DSS}$ -Wertes gegenüber konventionellen MOS-FET's um den Arbeitspunkt lediglich durch einen Sourcewiderstand einzuprägen. Bei HF-Verstärkerstufen liegt der Drainstrom meist bei  $I_D = 5$  bis 12 mA. Der BF 910 benötigt für diese Drainstromwerte eine negative Vorspannung von etwa 0,5 Volt. Sie kann durch einen relativ niederohmigen Sourcewiderstand erzeugt werden. Mit dieser vereinfachten Arbeitspunkteinstellung liegt das Gate-1 Potential auf Masse und der bisher erforderliche Widerstandsteiler am Gate-1 sowie der Trennkondensator kann entfallen. (Siehe Bild 1a, 1b) Ein weiterer Vorteil ist, daß der Arbeitspunkt durch diese Maßnahme in die Mitte der aussteuerbaren Kennlinie gelegt wird, damit werden die Großsignaleigenschaften verbessert.
- Die Steilheit ist auf typische Werte von 25 bis 28 mS erhöht worden. Ein niedriger Sourcewiderstand hat wiederum einen kleineren Spannungsabfall zur Folge und die verfügbare Betriebsspannung kann bis auf 0,5 Volt voll für die Drain-Source Strecke des FET's ausgenutzt werden. In Bild 1a und 1b ist die Schaltungsvereinfachung am Beispiel einer UKW-Vorstufe gezeigt. Bild 2 zeigt die effektive Stabilisierung des Drainstromes  $I_D$  bei Sourcewiderständen von 27, 56 und 150 Ohm.
- Die Mischverstärkung ist durch höhere Steilheit als auch einen niedrigeren Ausgangsleitwert optimiert worden. Sie kann überschlägig nach Beziehung ermittelt werden.

$$G_M = \frac{Y_{21M}^2}{4 \cdot g_{11-HF} \cdot g_{22-ZF}}$$

$Y_{21M}$  ist die Mischsteilheit. Bei Aussteuerung des quadratischen Teiles der Übertragungskennlinie ist die mit dem 0,25fachen Wert der Vorwärtssteilheit für Geradeausverstär-

kung anzusetzen.  $g_{11-HF}$  ist der Eingangsleitwert für das HF Eingangssignal während  $g_{22-ZF}$  der Ausgangsleitwert für die ZF-Lage ist. Die obige Approximierung ist zulässig, da in gebräuchlichen Mischschaltungen die Rückwirkung vernachlässigbar klein ist und in erster Annäherung die transformierten Ein- und Ausgangsimpedanzen der Schaltung den  $g_{11}$ - und  $g_{22}$ -Werten des BF 910 entsprechen. Das gilt besonders für den UKW-Bereich und selektive Mischschaltungen. Bei vorgegebenen Eingangsleitwert  $g_{11}$  kann die Verstärkung in additiven Mischern lediglich durch die Mischsteilheit, den Ausgangsleitwert und der Gate-1 Schwellspannung erhöht werden.

Gegenüber normalen Dual Gate MOS-FET's ist beim BF 910 die Mischsteilheit von 3 auf 6 mS erhöht, sowie der Ausgangsleitwert von 0,06 auf 0,04 mS reduziert worden.

Durch diese beiden Maßnahmen wird in VHF Mischschaltungen in der Praxis – je nach Schaltungsausführung – ein Verstärkungsgewinn von etwa 2 bis 5 dB erreicht. Dabei sind periphere Effekte bereits berücksichtigt wie z. B. die bei VHF Mischern oft nicht optimale ZF-Anpassung sowie die teilweise nicht vollständige Aussteuerung der Kennlinie durch die Oszillatorspannung.

Die 4-Pol Parameter sind im Bild 3 für Frequenzen von 50–500 MHz und Arbeitspunkte von 5–25 mA jeweils nach Real- und Blindanteil gezeigt. Bild 4 zeigt die Übertragungskennlinien mit  $R_S$  von 12–150 Ohm.

## HF-Verstärker Anwendungen

Für Verstärker ohne Regelung bzw. bei denen ein Regelhub bis etwa 20 dB erwünscht wird ist die in Bild 1b gezeigte Schaltung günstig. Bei höheren Anforderungen an den Regelhub muß dagegen das Sourcepotential auf einen Pegel von etwa +2 V gelegt werden, sofern man negative Regelspannungswerte vermeiden will.

Eine UKW Tunerschaltung mit BF 910 Vorstufe zeigt Bild 5a. Die Stromeinprägung von 7,5 mA geschieht durch den 56 Ohm Sourcewiderstand. Das Gate 1 ist direkt mit dem abgestimmten Eingangskreis verbunden und die Abstimmung erfolgt mit Gegentakt-Varaktordioden aus Gründen der Großsignalfestigkeit im unteren Frequenzbereich.

Die Verstärkung und Rauschzahl sowie der Drainstrom der Vorstufe sind aus Bild 5b zu ersehen und zwar als Funktion der Betriebsspannung. Während die Rauschzahl und

Verstärkung bis zu etwa 5 V konstant bleibt, beginnt der Drainstrom erst ab 2,5 Volt merklich abzufallen. Das deutet daraufhin, daß ab 5 Volt der Oszillator nicht mehr zufriedenstellend arbeitet während die Vorstufe noch bis zu etwa 2,5 Volt ihre Funktion aufrechterhält. In Bild 5c ist der Einfluß der  $I_{DSS}$ -Streuungen auf die Rauschzahl, Verstärkung sowie Betriebsdrainstrom  $I_D$  gezeigt. Durch die hohe Steilheit ist der Einfluß von  $I_{DSS}$ -Streuungen auf Verstärkung und Rauschen im Bereich von ca. 7–30 mA vernachlässigbar klein.

Für Frequenzen um 200 MHz wurde eine universelle Meßschaltung realisiert, die die Einstellung verschiedener Arbeitspunkte gestattet (Bild 6a). Die Ein- und Ausgangskreise sind mit Varaktordioden abgestimmt. Bei 12 Volt Betriebsspannung liegt die Rauschzahl der Schaltung bei 1,8 dB und ist über den Betriebsstrombereich von etwa 6 bis 20 mA konstant. Der Arbeitspunkt wurde hierbei extern durch variieren der  $U_{G1}$ -Spannung auf die verschiedenen  $I_D$ -Werte eingestellt. Die Leistungsverstärkung ist 25 dB und kann durch die Gate 2 Spannung um 55 dB reduziert werden (Regelbereich).

## Mischanwendungen

Durch die höhere Mischverstärkung und Linearität ist der BF 910 für Mischer im Frequenzbereich bis zu 500 MHz gut geeignet. Eine praxisnahe Mischschaltung in einem VHF Tuner zeigt Bild 7a. Die Vorstufe und der Oszillator wurden konventionell aufgebaut. Mit einem kleinen Ankopplungskondensator von z. B. 3,9 pF anstelle von 5,6 pF kann die etwas höhere Eingangskapazität des BF 910 kompensiert werden. Dadurch bleibt die Abstimmcharakteristik und der Gleichlauf von bestehenden Schaltungen erhalten. Das Oszillatorsignal wird über einen Koppelkondensator von 5,6 pF auf das Gate 1 gegeben. In additiven Mischstufen liegt die Gate 2 Spannung für optimale Mischverstärkung bei etwa 4 Volt. Vergleichende Messungen der In-Kanal-Kreuzmodulation und Leistungsverstärkung zeigt Bild 7b wobei bei beiden Parametern der BF 910 Verbesserungen bringt.

Bilder 7c und 7d sollen noch Hinweise für Optimierung der Schaltung geben. Sie zeigen die In-Kanal-Kreuzmodulation (über den gesamten Tuner gemessen) sowie die relative Verstärkung in Abhängigkeit von dem Sourcewiderstand.



**Einsparung von Bauteilen und Arbeitspunktoptimierung  
mit dem BF 910 am Beispiel einer HF-Vorstufe**

**a) konventionelle Vorstufe**

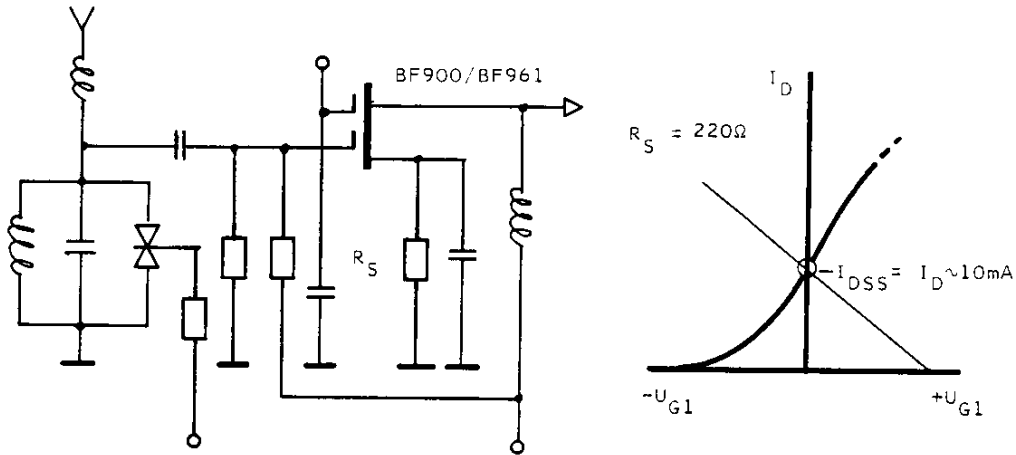


Bild 1a

**b) Vorstufe mit BF 910**

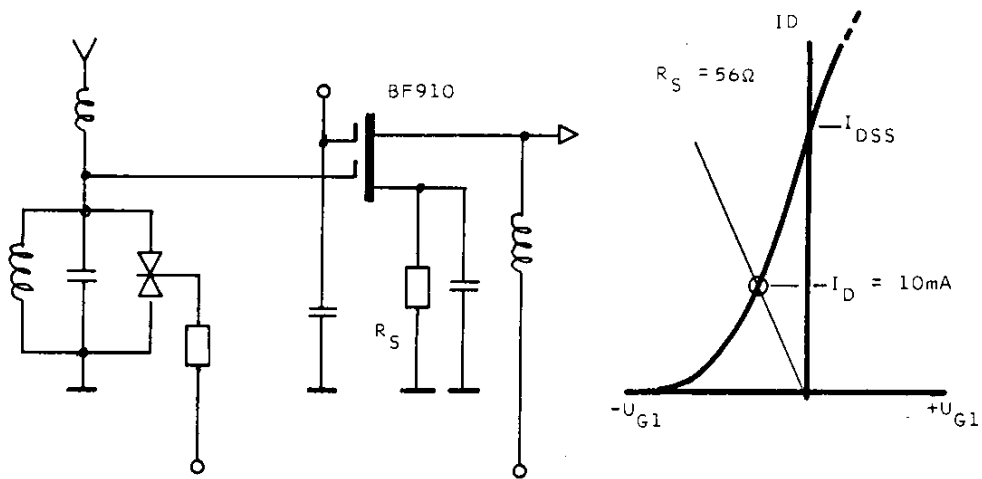


Bild 1b

**Stabilisierung des Drainstromes  $I_D$  beim BF 910 für verschiedene Sourcewiderstände**

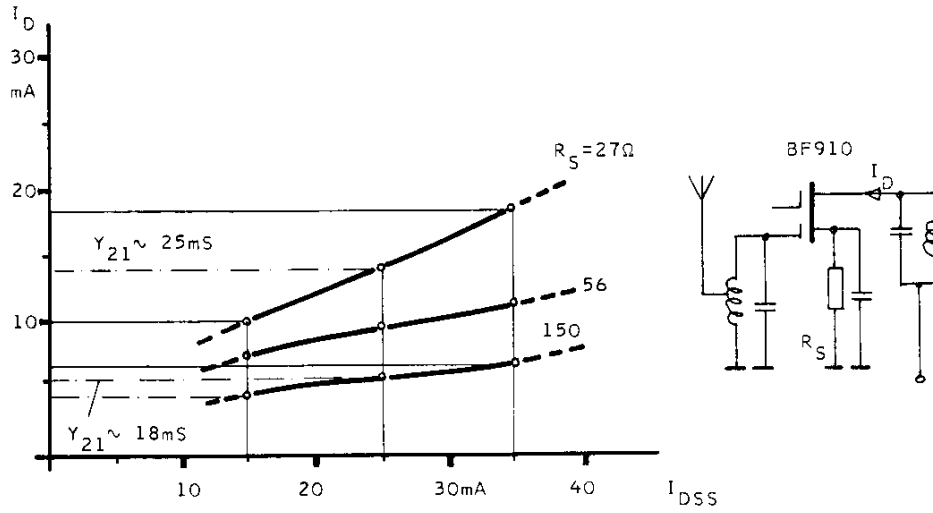


Bild 2

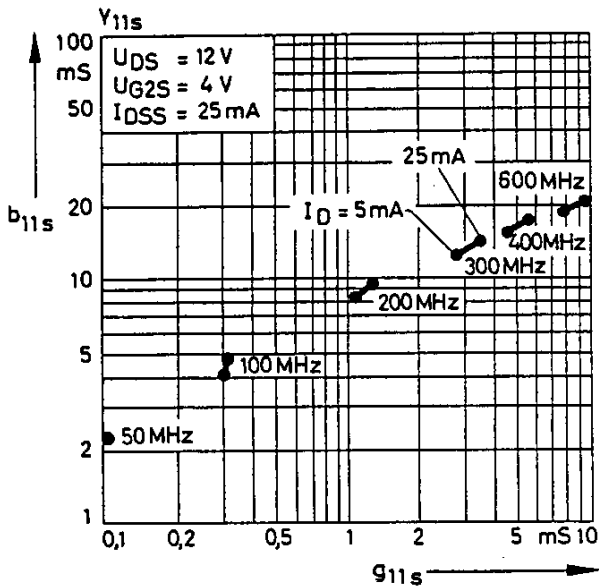


Bild 3a

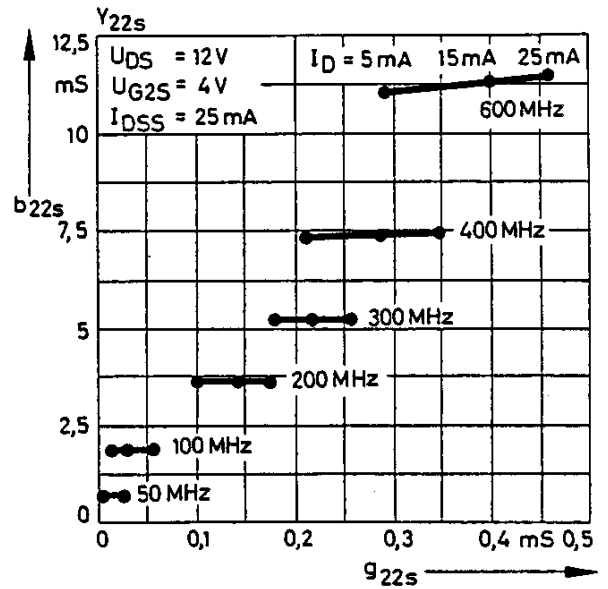


Bild 3b

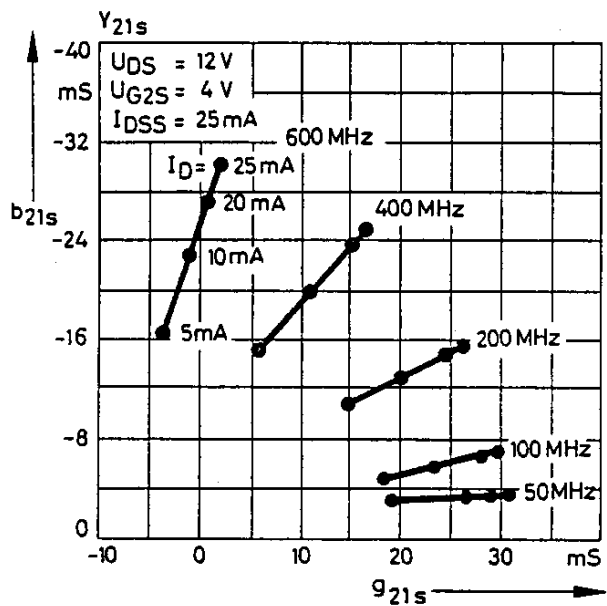


Bild 3c

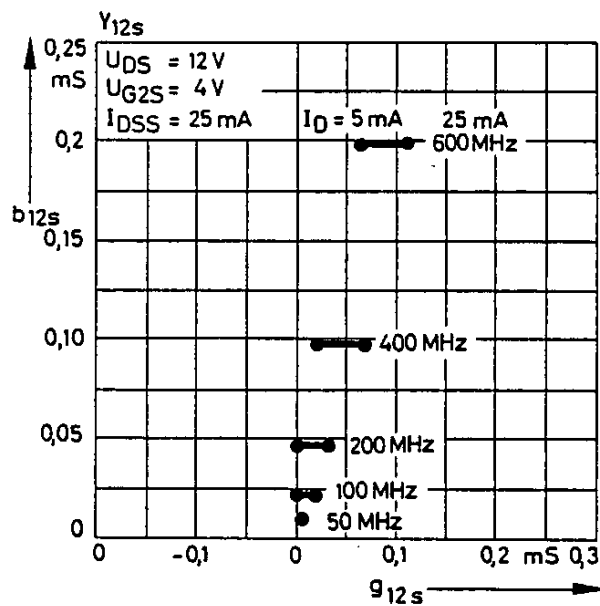


Bild 3d

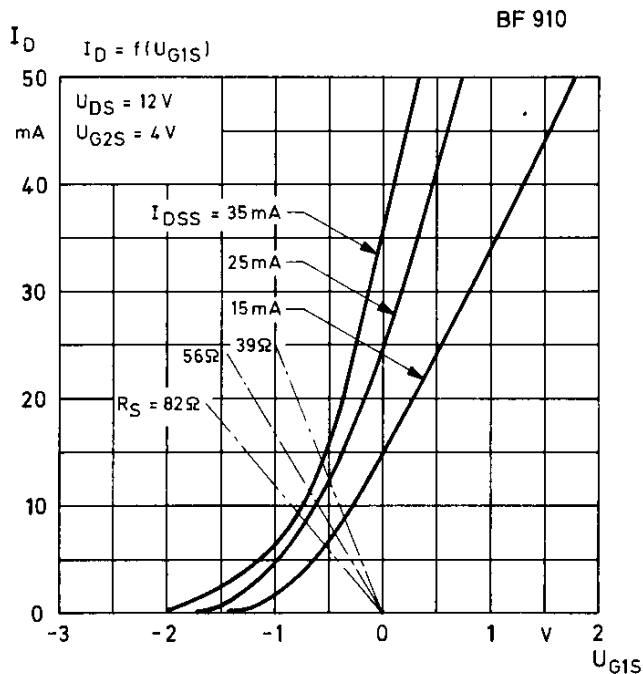


Bild 4

### UKW Vorstufen Schaltung

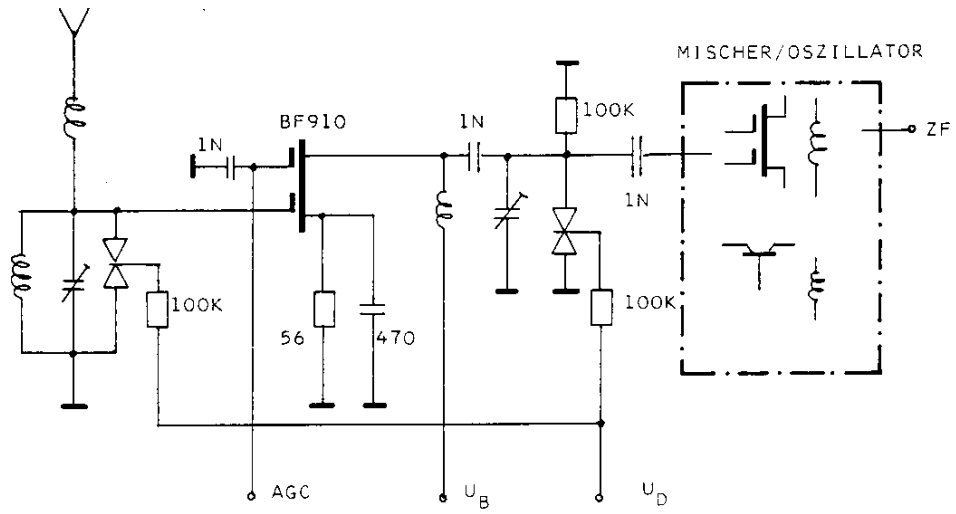


Bild 5a

### Drainstrom, Rauschfaktor und Verstärkung als Funktion der Betriebsspannung

BF 910

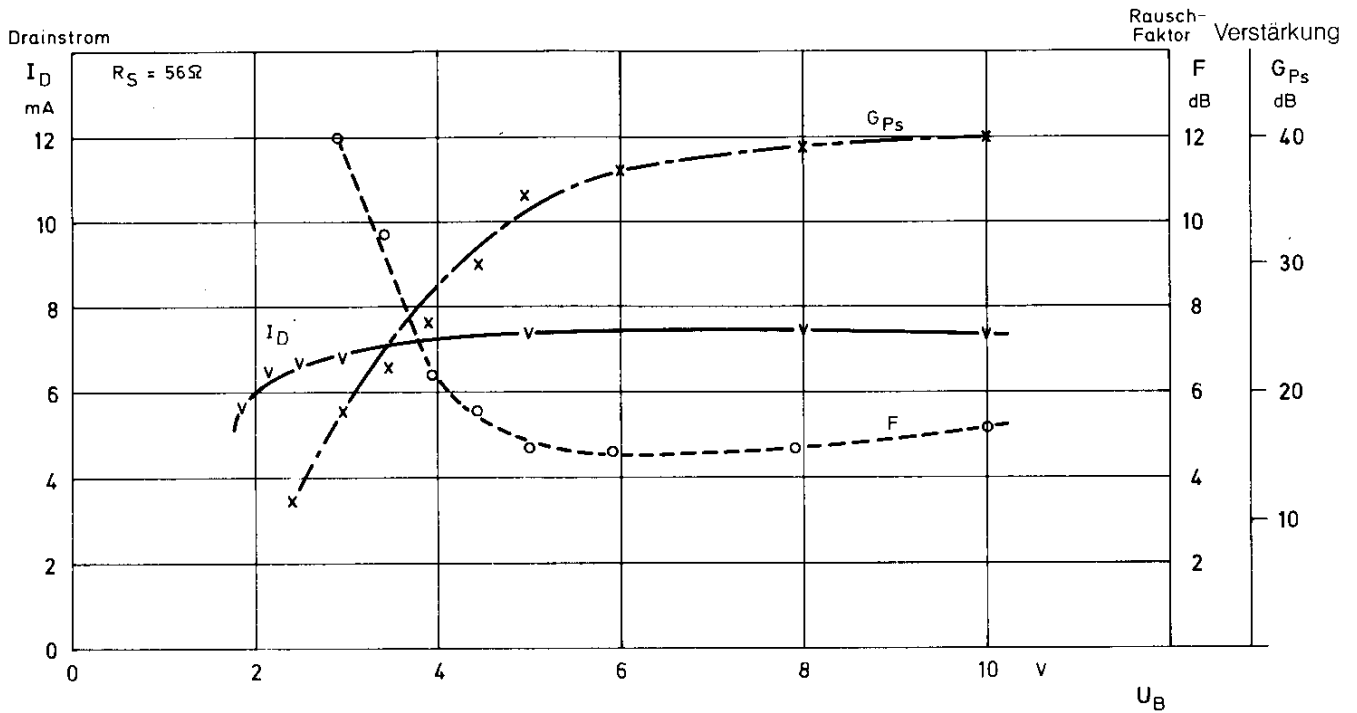


Bild 5b

**Drainstrom, Rauschfaktor und Verstärkung als Funktion von  $I_{DSS}$**

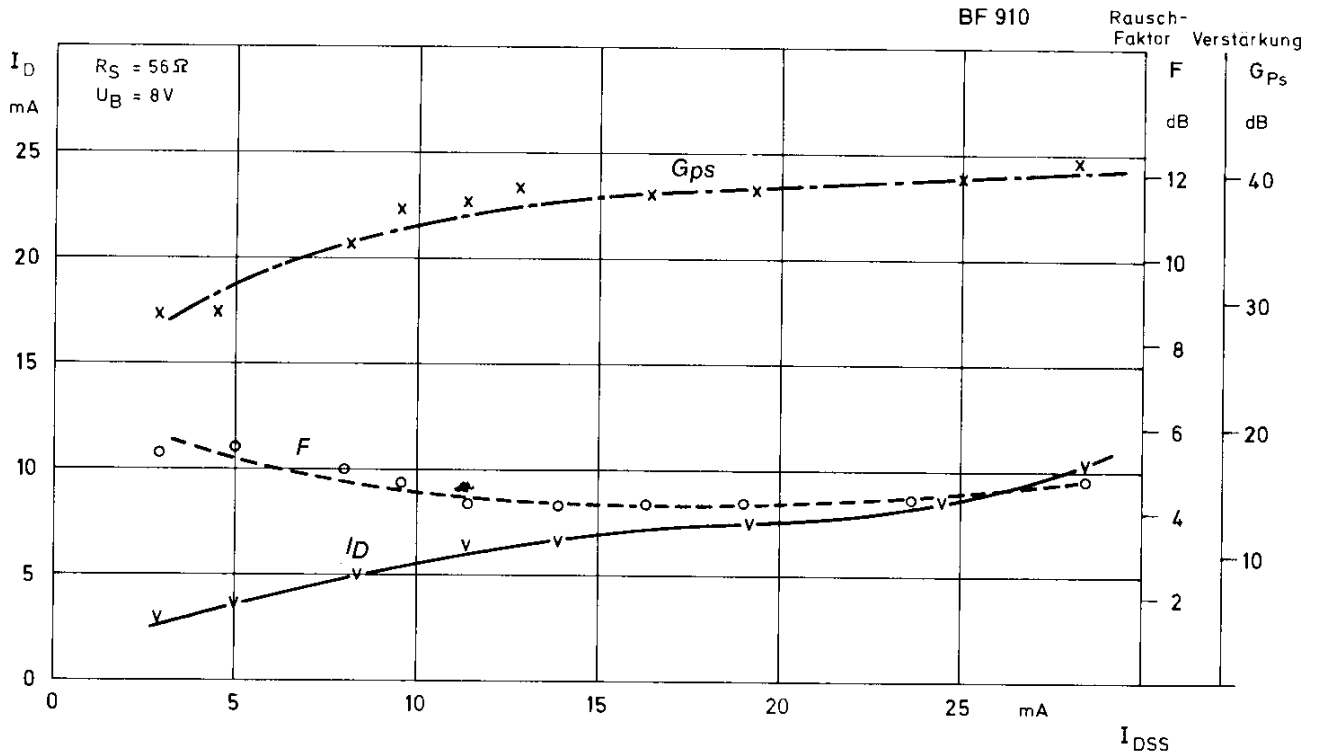


Bild 5c

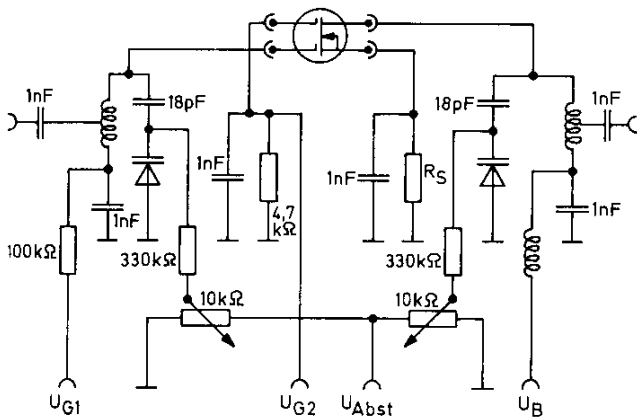


Bild 6a

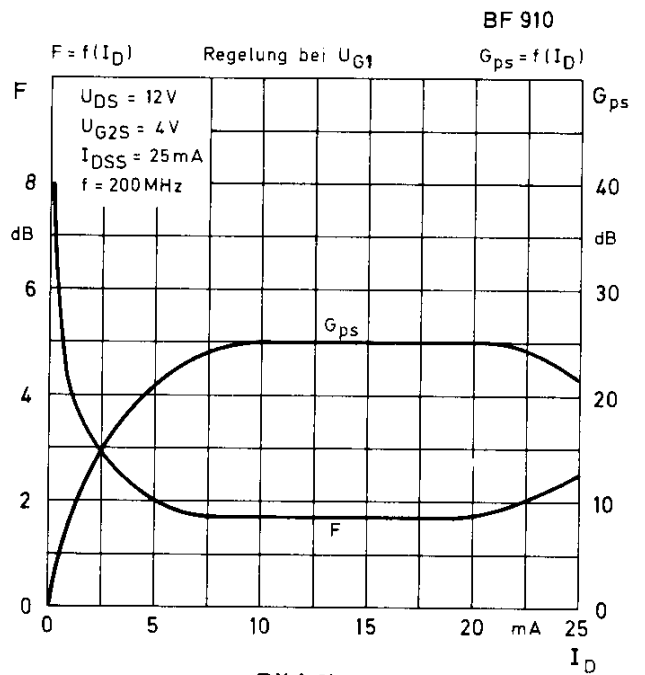


Bild 6b

### VHF Mischstufenschaltung

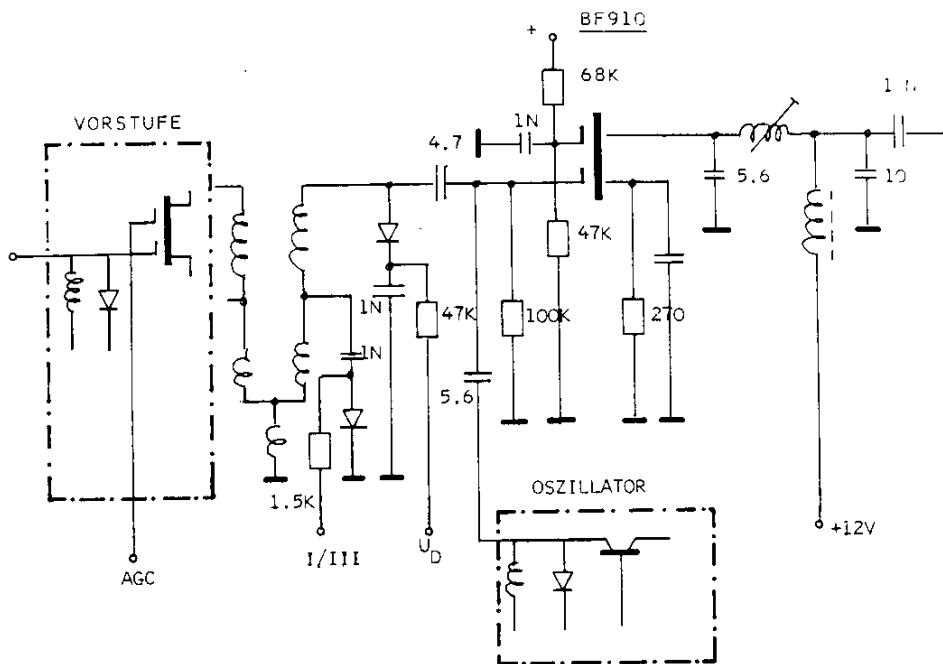


Bild 7a

### In-Kanal Kreuzmodulation vs. Verstärkung\*

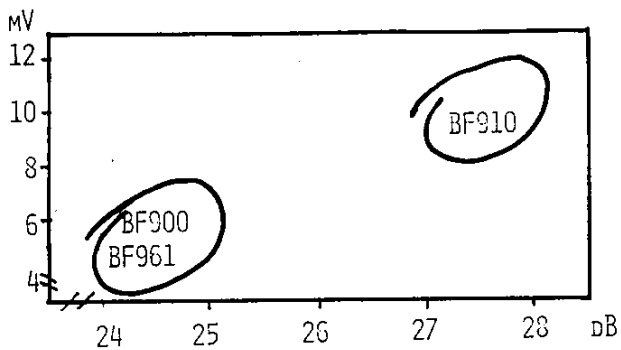


Bild 7b

\* Einschließlich der Vorstufenverstärkung von etwa 14 dB.

### In-Kanal Kreuzmodulation vs. Sourcewiderstand

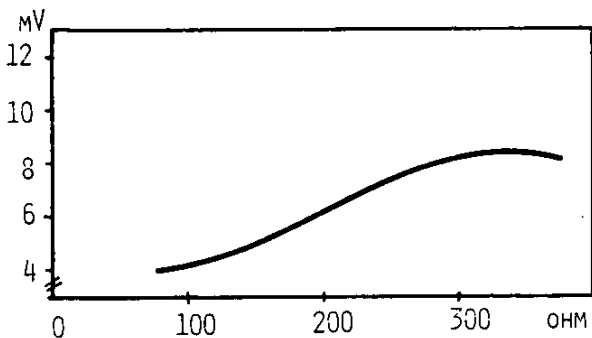


Bild 7c

### Relative Verstärkung vs. Source Widerstand

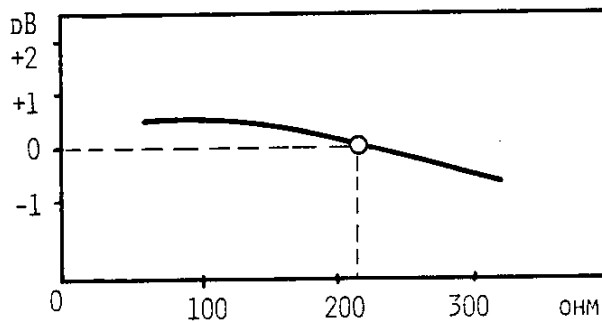


Bild 7d

# Applikationsbericht

Dual Gate MOS-FET UKW  
Verstärkungsregelung über  $U_B$



**Dual Gate MOS-FET UKW  
Verstärkungsregelung über  $U_B$**

---

*Josef Schürmann*

---

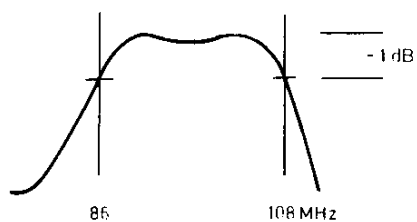
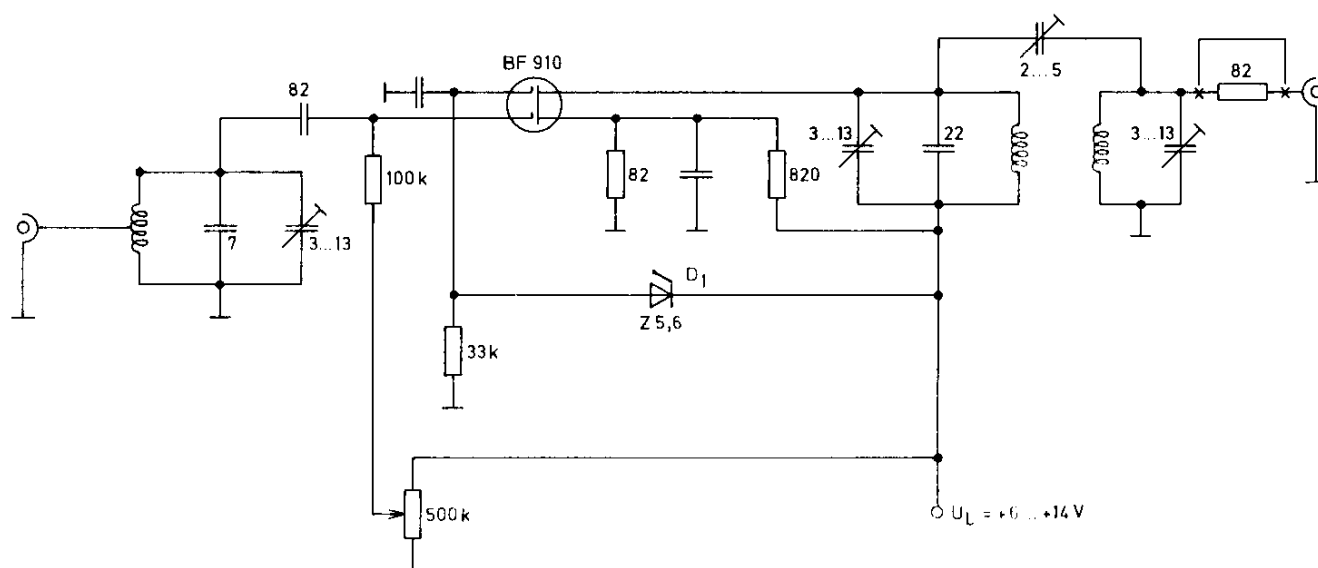


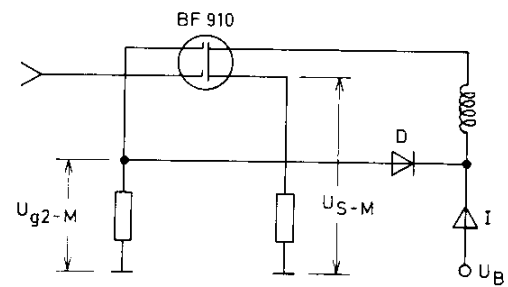
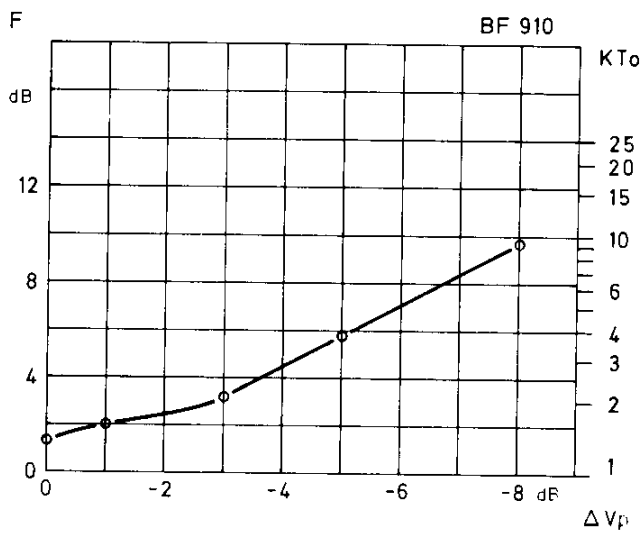
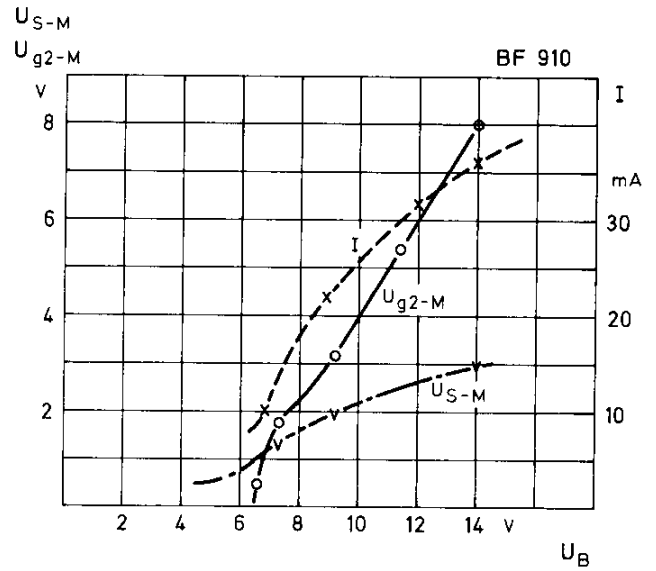
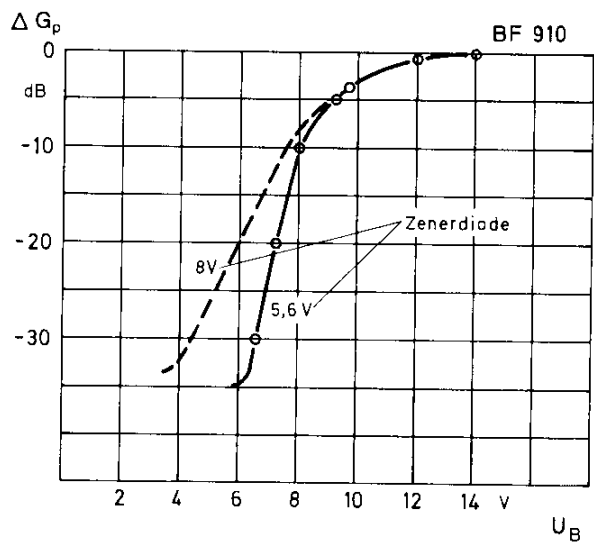
**TEXAS INSTRUMENTS**  
Deutschland GmbH



Es wurde ein einstufiger Verstärker aufgebaut der bei 12–14 Volt Betriebsspannung die maximale Verstärkung von 15 dB hat und bei einer Betriebsspannung von 6,4 Volt um –35 dB abgeregelt ist. Die Rauschzahl beträgt bei  $F = 1,35$  dB bei  $U_B = 14$  Volt.

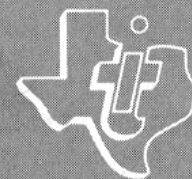
Der Abregelbereich ist abhängig von der Zenerspannung der Diode D, und kann – wie in Fig. 2 gezeigt – z. B. durch eine 8,2 Volt Zenerdiode im Bereich reduziert werden. Die Schaltung wurde auf maximale Empfindlichkeit (Rauschen) ausgelegt.





# Applikationsbericht

**MOS-FET UHF-Antennenver-  
stärker mit BF 907/BF 905**



## **MOS-FET UHF-Antennenverstärker mit BF 907/BF 905**

---

*Josef Schürmann*

---



**TEXAS INSTRUMENTS**  
Deutschland GmbH

**A) Beschreibung und technische Daten**  
 Antennenverstärker erfordern hohe Ausgangsspannung, niedrige Eigenrauschzahlen und hohe Verstärkung. Die Schaltung nach Fig. 1 ist für eine Bandbreite von 50 MHz

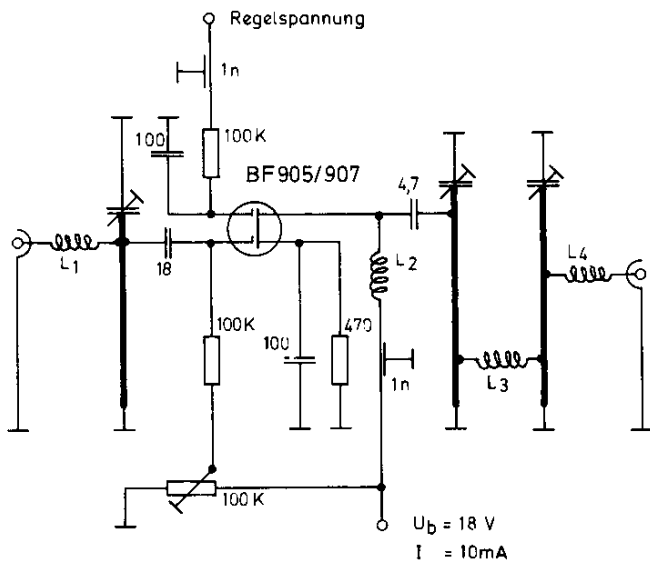


Fig. 1

	Windungen	∅ mm	Material
L <sub>1</sub>	3	3	0,8 CuAg
L <sub>2</sub>	8	3	0,4 CuL
L <sub>3</sub>	2,5	4	0,5 CuL
L <sub>4</sub>	1,5	4	0,5 CuL

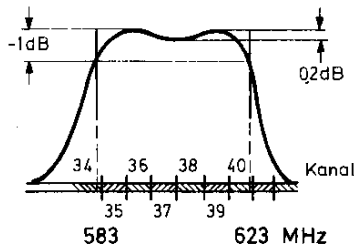


Fig. 2

Meßwerte	
1. Frequenzbereich	583–623 MHz (1 dB)
2. Verstärkung	14–17 dB
3. Rauschzahl	2,5–3,2 dB
4. Ausgangsspannung (IM = -46 dB)	~ 1000 mV
5. Eingangsstörfestigk. (IM = -60 dB)	± 50 mV (oder 94 dB µV)
6. Regelumfang	40 dB
7. Stehwellenverhältnis Eingang	1,4
8. Stehwellenverhältnis Ausgang	1,5
9. Stromversorgung	18 V/10 mA

oder 6 Fernsehkanäle aufgelegt, dabei ist die Welligkeit kleiner als 0,2 dB. Der Eingangskreis ist in Bezug auf Rauschen sowie Leistungsverstärkung optimiert. Um einen möglichst großen Durchstimmbereich innerhalb des UHF Bereiches zu erzielen, ist die Antenneneinkopplung induktiv ausgelegt. Außerdem wird damit der Einspeisepunkt bei induktiver Ankopplung unkritisch. Das Eingangssignal gelangt über den Kondensator von 18 pF an das Gate 1 des BF 907/905. Über den 100 kΩ Widerstand kann dem Gate 2 eine Regelspannung zugeführt werden. Die maximale Verstärkung wird bei 10 Volt erreicht. Der Regelumfang beträgt etwa 20 dB und kann um etwa 20–25 dB erhöht werden sofern ein Widerstand von 3,3 kΩ zwischen der positiven Betriebsspannung und dem Sourceanschluß gelegt wird.

Der Ausgangskreis ist als Bandfilter mit induktiver Kopplung ausgelegt, damit die nötige Bandbreite bei kleiner Welligkeit erreicht wird. Der 4,7 pF Kondensator am Drainanschluß sollte kurz angelötet sein um mögliche parasitäre Oszillationen zu unterdrücken. Die Schaltung ist für eine Betriebsspannung von 18 V ausgelegt worden. Sie arbeitet jedoch noch zufriedenstellend bis zu +8 V. Dabei muß der Gate 1 Teiler auf  $I_d = 10$  mA eingestellt werden. Bei einer Betriebsspannung von 24 Volt dagegen ist ebenfalls der Sourcewiderstand von 470 auf 820 oder 1 kΩ zu erhöhen. In der Schaltung nach Fig. 1 wurde der Gate 1 Einstellregler lediglich zur Aufnahme der Kurven in Fig. 3 und Fig. 4 verwendet. Er kann für die jeweiligen Betriebsspannungen durch einen festen Spannungsteiler ersetzt werden.

Fig. 2 zeigt die Durchlaßcharakteristik des Verstärkers. Falls eine kleinere Bandbreite gewünscht wird, ist der Kondensator von 18 pF am Gate 1 auf 2,7–3,9 pF zu reduzieren sowie L<sub>1</sub> um 2 Wdg zu vergrößern. L<sub>3</sub> und L<sub>4</sub> sind ebenfalls um 1 bis 2 Wdg zu vergrößern. Durch diese Maßnahmen wird die Betriebsgüte der Kreise erhöht, sodaß der Verstärker für 1 Kanal-Betrieb abgeglichen werden kann. Die Rausch- und Verstärkungswerte bleiben dabei konstant bzw. verändern sich nur geringfügig. Fig. 3 zeigt die Variation der Leistungsverstärkung sowie der Rauschzahl als Funktion des Drainstromes. Das Rauschminimum wird mit 2,5 dB (BF 907) bei  $I_D = 12$  mA erreicht, während die maximale Verstärkung

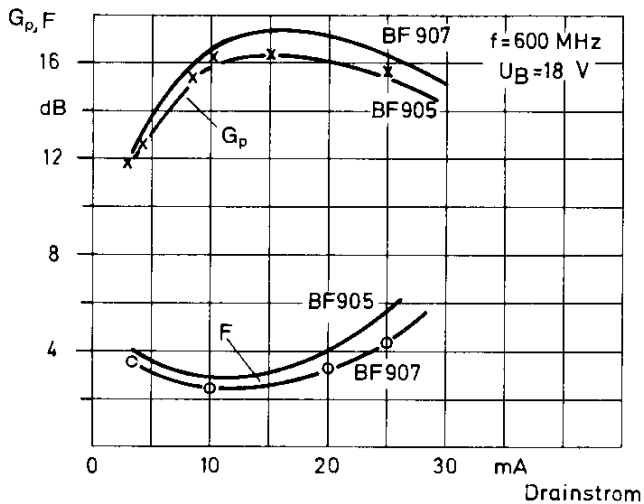


Fig. 3

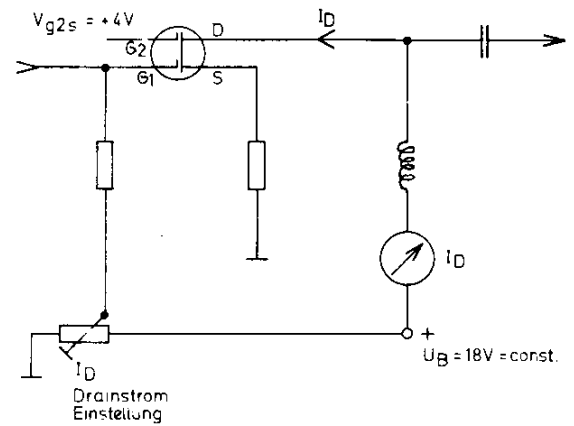


Fig. 3a

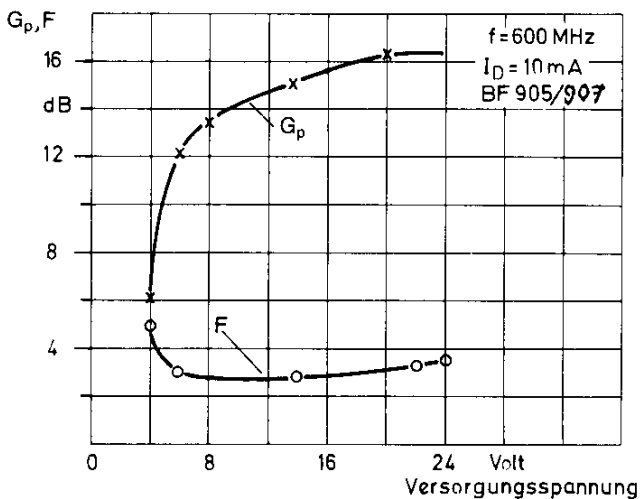


Fig. 4

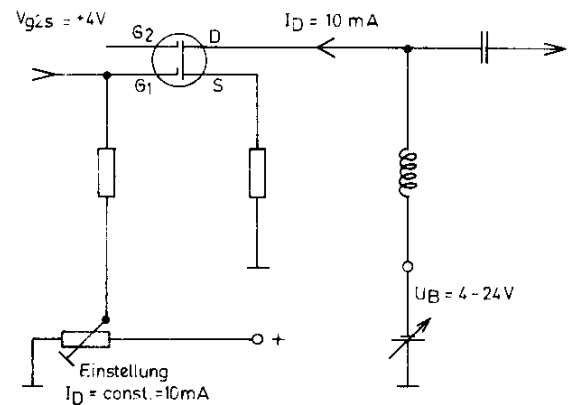


Fig. 4a

bei 15 mA erreicht wird. In Fig. 4 ist die Abhängigkeit der Verstärkung und Rauschzahl von der Betriebsspannung gezeigt. Hierbei wurde der Drainstrom auf 10 mA konstant gehalten.

Den mechanischen Aufbau zeigt das Foto (Fig. 5). Die Leitungskreise bestehen aus versilberten MS-Streifen um möglichst geringe Verluste und damit hohe Verstärkung zu erhalten.

### B) Großsignalfestigkeit und Meßverfahren

Die Eingangs-Störspannung für 60 dB Intermodulationsabstand beträgt 50 mV (Fig. 6). Bei der Ermittlung der Eingangs-Störspannung muß zunächst die maximal zulässige Ausgangsspannung nach Fig. 7 ermittelt werden. Drei Meßsender ( $f_1, f_2, f_3$ ) werden

rückwirkungsfrei zusammenschaltet und auf den Eingang des Verstärkers gegeben.  $f_1$  simuliert den Bildträger,  $f_2$  den Farbträger (-9 dB) und  $f_3$  den Tonträger (-2 dB). Mit einem Abschwächer werden die Pegel aller 3 Signale gleichzeitig abgeschwächt. Am Ausgang des Verstärkers ist ein HF-Voltmeter sowie ein Spektrumanalysator angeschlossen.

Der Meßvorgang für  $U_A$ -max ist wie folgt:

1. Einstellung der Meßsender auf die Sollfrequenzen und Pegel am Verstärkereingang.
2. Eingangsspannung mit Abschwächer erhöhen bis am Spektrumanalysator die  $f_1$  Seitenbänder ( $f_3 - f_1$ , aufmoduliert auf  $f_1$ ) einen Abstand von -46 dB haben.

3. Meßsender  $f_2$  und  $f_3$  abschalten, Ausgangsspannung mit HF Voltmeter messen. Der abgelesene Wert um 8 dB erhöht, ergibt den Nominalwert der zulässigen Ausgangsspannung des Verstärkers. Beispiel: Ablesewert =  $0,38 \text{ V} \times 2,51 = 0,95 \text{ Volt}$ .

Nachdem die Ausgangsspannung ermittelt ist kann die zulässige Eingangsstörspannung für den Intermodulationspegel von  $-60 \text{ dB}$  nach Fig. 8 gemessen werden.

Mit dem Meßsender  $f_1$  wird die Frequenz des Nutzsenders eingestellt während  $f_2$  und  $f_3$  zwei Störsender simulieren die in der Frequenz und Amplitude variabel sind. Meßvorgang für die Ermittlung der Eingangsstörfestigkeit (Fig. 7)

1. Einstellen von  $U_A$ -max des Verstärkers mit dem Nutzsender  $f_1$ .
2. Einstellen der Störsender  $f_2, f_3$ , am Eingang des Verstärkers auf gleiche Amplitude ( $\Delta f = 1 \text{ MHz}$ ).
3. Erhöhen des Störspannungspegels ( $f_1$  und  $f_2$ ) mit dem Abschwächer bis sich die Differenzfrequenz  $f_2 - f_1$  auf den Nutzsender aufmoduliert sichtbar wird. Seitenbandabstand von  $-60 \text{ dB}$  auf dem Spektrumanalysator mit dem Abschwächer einstellen.
4. Abschalten des Nutzsenders  $f_1$ ; ablesen des HF-Voltmeters am Eingang des Verstärkers. Eingangsstörspannung =  $2 \times$  Meßwert (DIN 45004).

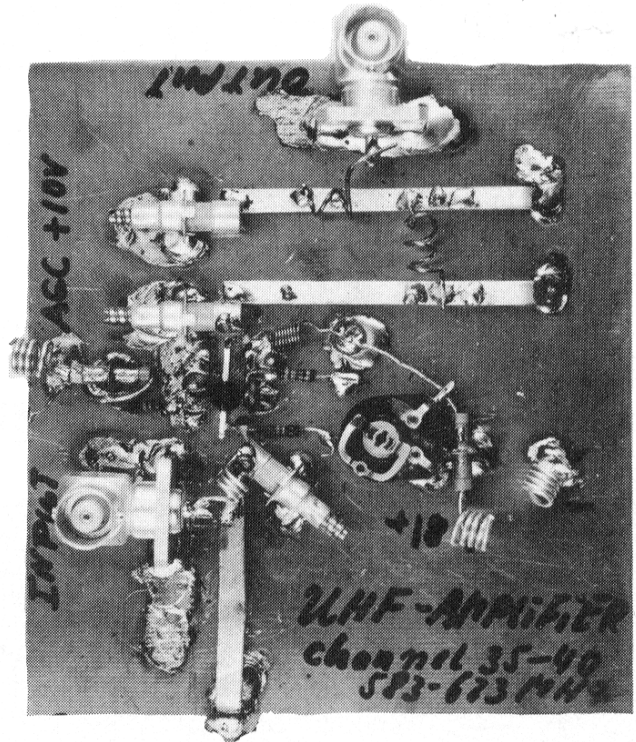


Fig. 5

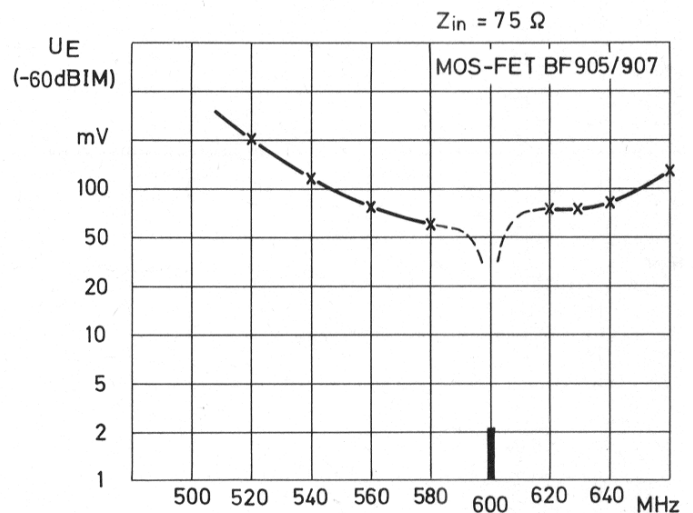


Fig. 6

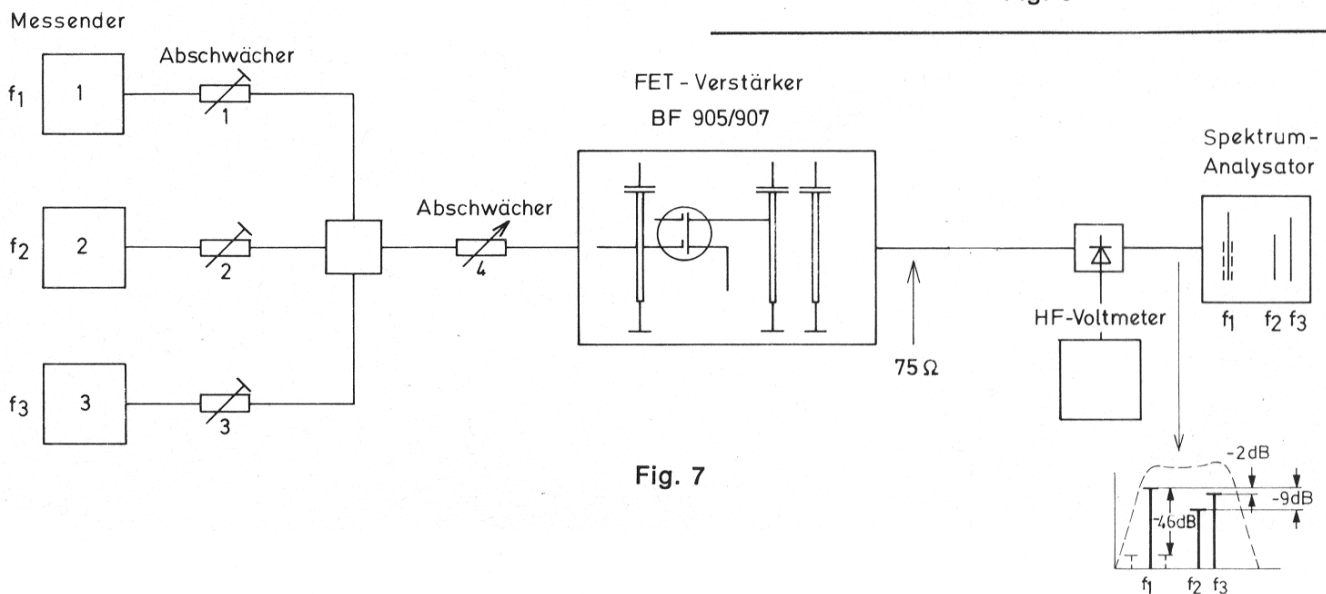


Fig. 7

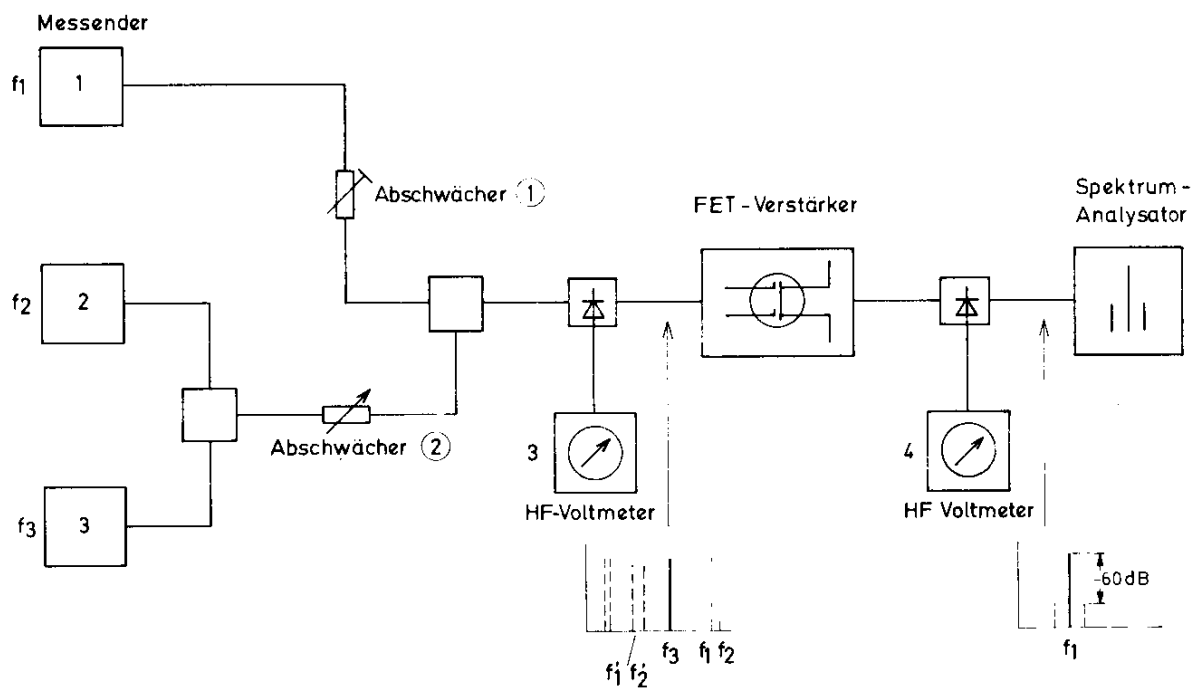
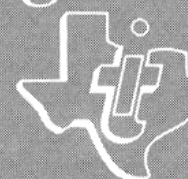


Fig..8



# Applikationsbericht

Messung der  
Kreuzmodulation



## Messung der Kreuzmodulation

---

*Josef Schürmann*

---



**TEXAS INSTRUMENTS**  
Deutschland GmbH

Kreuzmodulation (KM) ist die Übernahme der Modulation eines Fremd(stör)senders auf dem Nutzsender. Es gibt mehrere gebräuchliche Meßverfahren. Neben dem Spektrum-Analysator Meßverfahren bei dem die Bewertung der Störmodulation auf dem Nutzsender durch den Seitenabstand von  $-46$  dB erfolgt, ist die Messung mit Modulationsgradmeßgeräten (z. B. AFM2, Radiometer) meistens günstiger.

Ein Nachteil der Spektrum Analysatormethode ist, daß bei Messungen bei denen der Frequenzabstand zwischen Stör- und Nutzsender gering ist, leicht eine Frequenzmodulation des Oszillators (in Tunern bzw. Mischstufen) erfolgen kann. Diese FM produziert ebenfalls Seitenbänder die zu einer falschen Bewertung der eigentlichen AM-Modulation bzw. der AM-Seitenbänder führt. Bei reinen AM Modulationsgradmessern entfällt diese potentielle Fehlerquelle und die Messung wird relativ unproblematisch. Den Zusammenhang zwischen einem Fernsehsignal und einem 100% modulierten Störsender zeigt Fig. a. Das FS Signal ist ca. 100% moduliert wobei die Austastimpulse die Spitzenwerte darstellen. Geht man davon aus, daß ein 100% sinusmodulierter Störsender die gleiche Amplitude (Spitzenwert) wie ein FS-Signal aufweist, so entspricht nach Abschalten der Modulation eines symmetrisch modulierten Meßsenders der doppelte Wert des Effektivwertes der Störspannung dem äquivalenten FS-Signal.

Der typische Meßaufbau zeigt Fig. b der Störsender (2) ist 100% moduliert und wird über einen Abschwächer (2a) zusammen mit dem Nutzsender (1) über den Koaxschalter (4) auf den Tuner (3) bzw. Meßobjekteingang gegeben. Stör- und Nutzsender sind mit einem Verteiler (7) reflektionsfrei zusammengeführt. Am Ausgang des Tuners ist das Modulationsgrad-Meßgerät (6) angeschlossen, während am zweiten Ausgang des Koaxialschalters ein HF-Voltmeter (5) angeschlossen ist.

Die eigentliche Messung erfolgt nach folgendem Schema:

1. Einstellen des Nutzsenders (1) und Tuners (3) auf die Meßfrequenz. Nutzsender Amplitude am Tunereingang muß unterhalb der Begrenzung der Vorstufe bzw. Mixers liegen, zweckmäßigerweise zwischen 1 und 5 mV.
2. Modulationsgradmesser (6) einstellen und eichen.
3. Den 100% modulierten Störsender (2) auf die Sollfrequenz einstellen. Stör- und Nutzsender über den Koaxschalter (4) an den Tunereingang legen.
4. Erhöhen des Störsenders mit dem Abschwächer 2a bis 1% Modulationsübernahme auf dem Nutzsender erreicht ist.
5. Modulation des Störsenders abschalten sowie Koaxschalter umschalten.

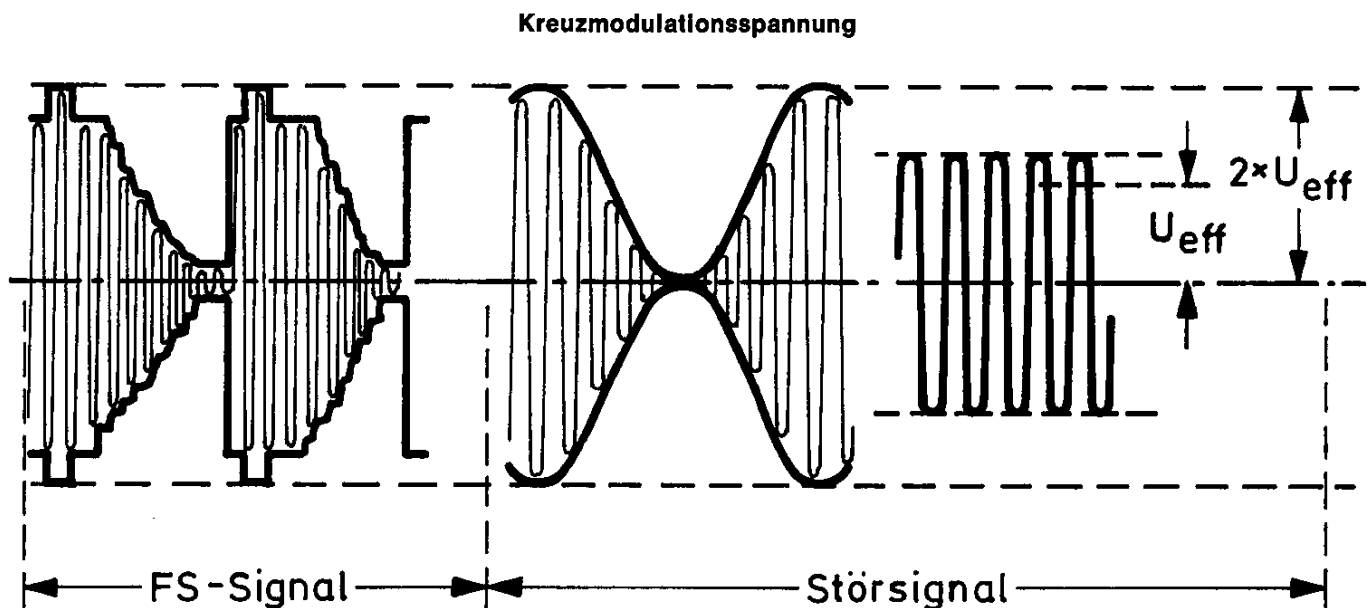


Fig. a

6. Kreuzmodulationsspannung  $= U_{\text{stoer-eff}} \times 2$   
 Vor der eigentlichen KM Messung empfiehlt sich, die Kontrolle des Meßaufbaus (ohne Tuner) d. h. ob die KM z. B. des AFM2 einen genügend großen Sicherheits-

abstand zum Meßwert des Tuners hat. Weiterhin ist die direkte KM der Meßsender zu kontrollieren. Es kann vorkommen, daß starke Störsendersignale den Nutzsender direkt modulieren.

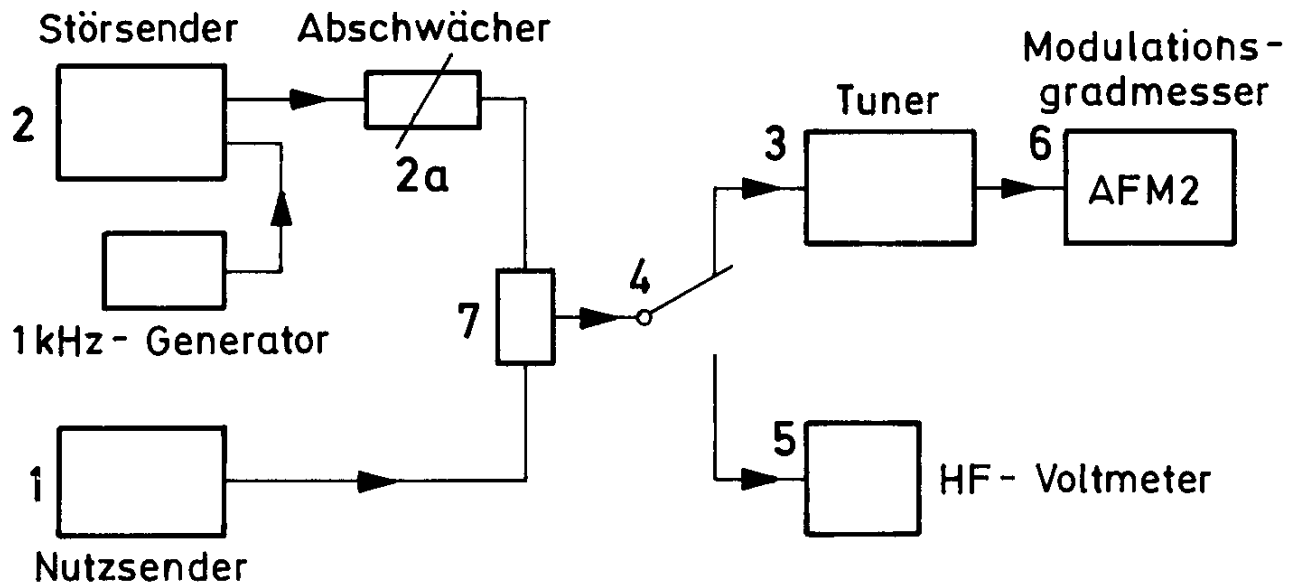
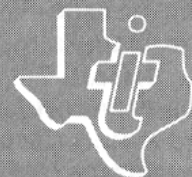


Fig. b

# Datenblätter

**BF 900**  
**BF 910**  
**BF 905**  
**BF 907**



**BF 900****N-Kanal-Silizium-Verarmungs-MOS-FET-Tetrode BF 900****Anwendung**

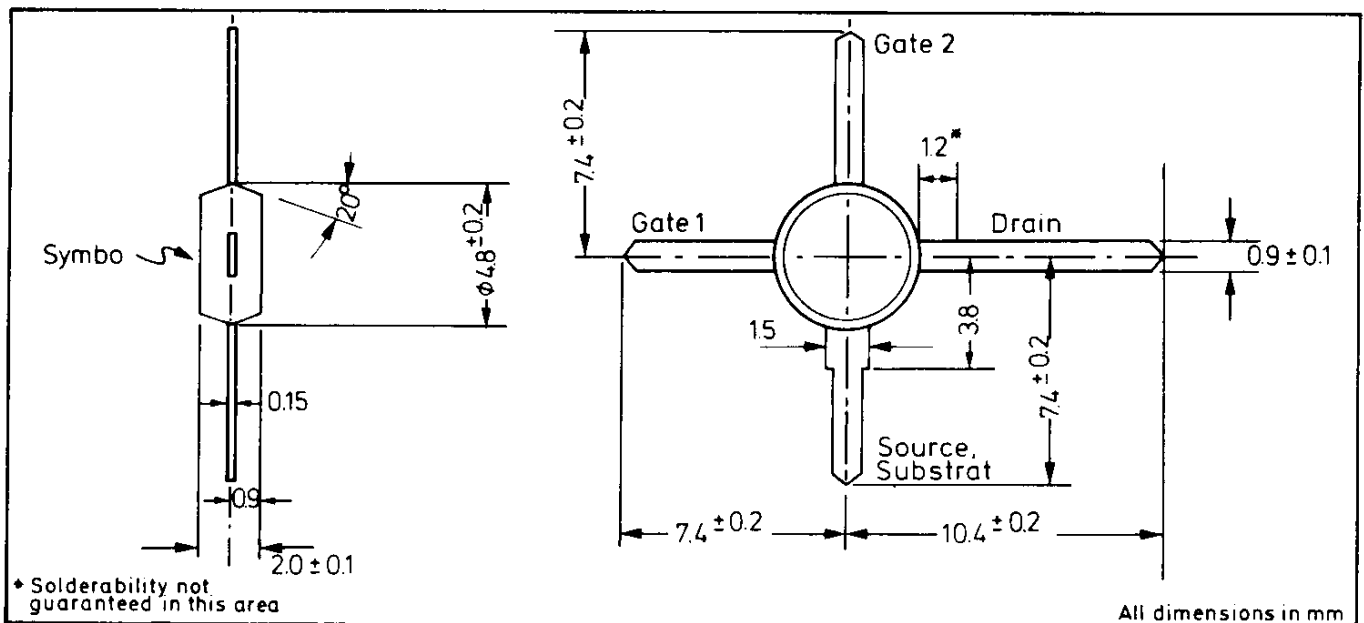
- Besonders geeignet für FM und VHF FS-Tuner als geregelter HF-Verstärker sowie für Mischstufen mit geringer Kreuzmodulation
- Für allgemeine Anwendung als HF-Verstärker bis 600 MHz in Source-Schaltung
- Für UHF Mischstufen bis 900 MHz

**Technologie**

- Nitrid passivierter Kristall
- Ion Implantation
- Monolithische Gate Schutzdioden
- T-Pack, Bauform mit niedrigen Kapazitäten und Induktivitäten

**Vorteile**

- Niedriges Rauschen typ. 2 dB/200 MHz
- Hohe Steilheit typ. 14 mS
- Geringe Rückwirkung typ. 0,025 pF

**Grenzdaten bei 25 °C Umgebungstemperatur (wenn nicht anders angegeben)**

Drain-Source-Spannung . . . . .	$U_{DS}$ . . . . .	20 V
Drain-Dauerstrom . . . . .	$I_D$ . . . . .	50 mA
Gate 1/Gate 2 - Source Strom . . . . .	$\pm I_{G1S}/\pm I_{G2S}$ . . . . .	10 mA
Gesamtdauerverlustleistung bei (oder unter) 25 °C Umgebungstemperatur (Bem. 1) . . . . .	$P_{tot}$ . . . . .	300 mW
Lagertemperatur . . . . .	$t_{stg}$ . . . . .	-55 bis 150 °C
Drahttemperatur im Abstand von 1,5 mm vom Gehäuse für 10 s . . . . .		260 °C

Bem. 1: Fällt linear mit 3,0 mW/°C auf Umgebungstemperatur von 125 °C ab.

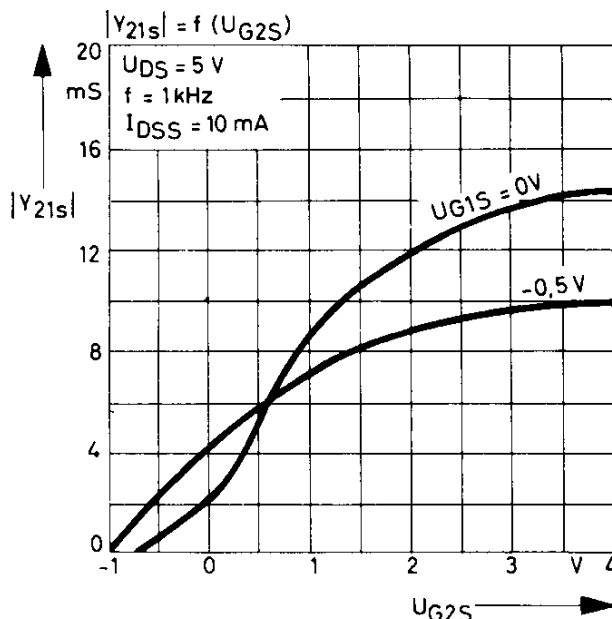
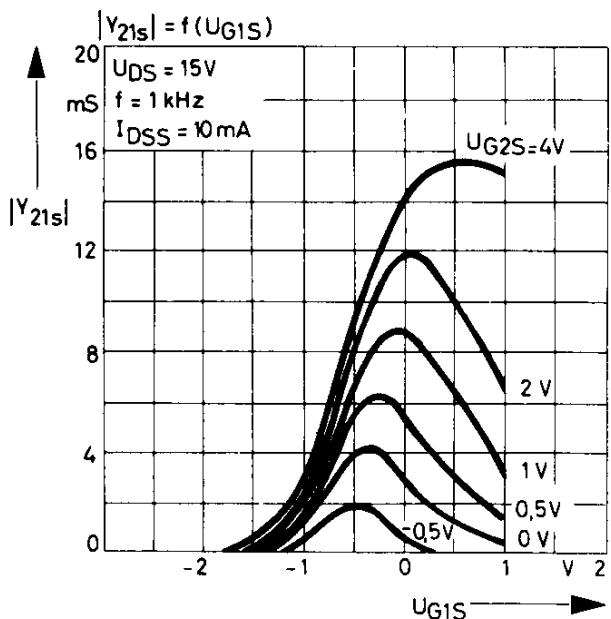
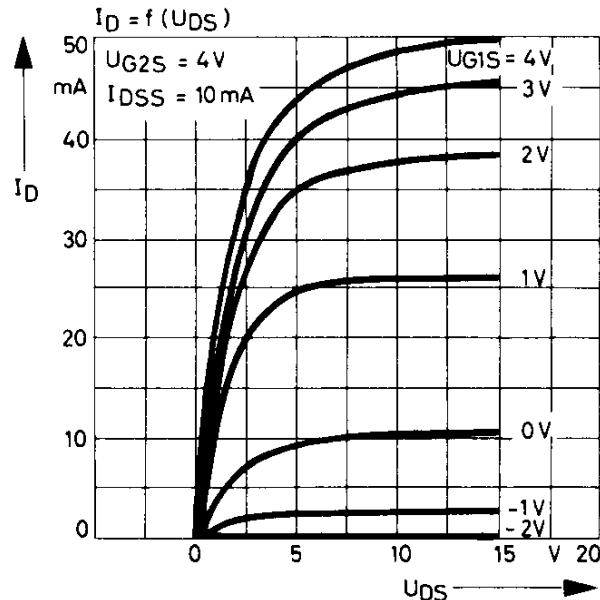
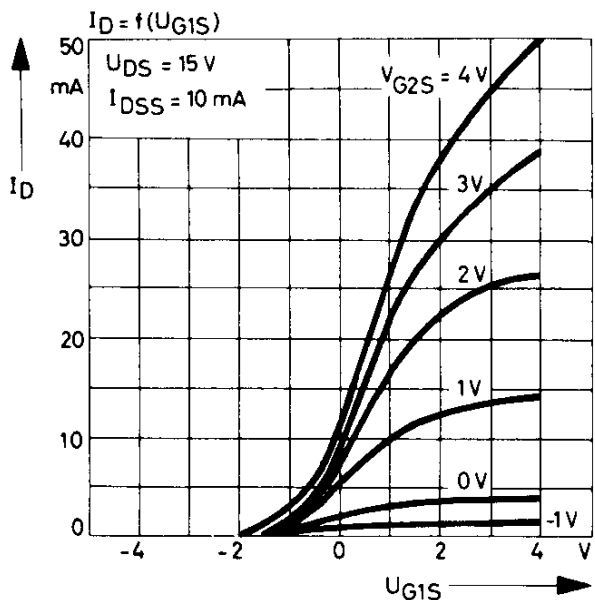
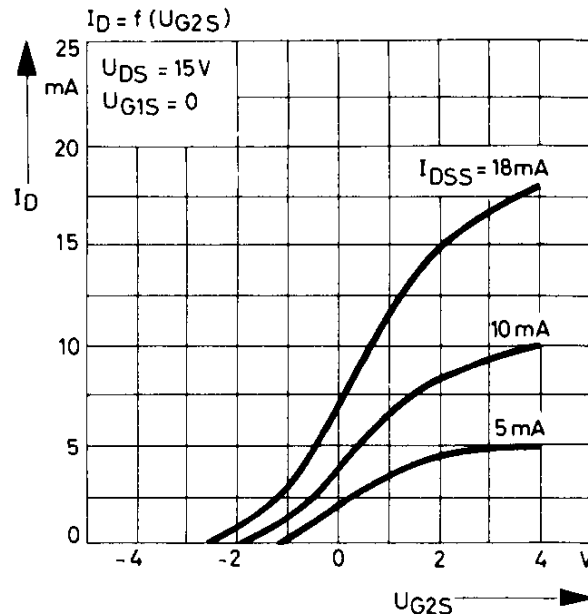
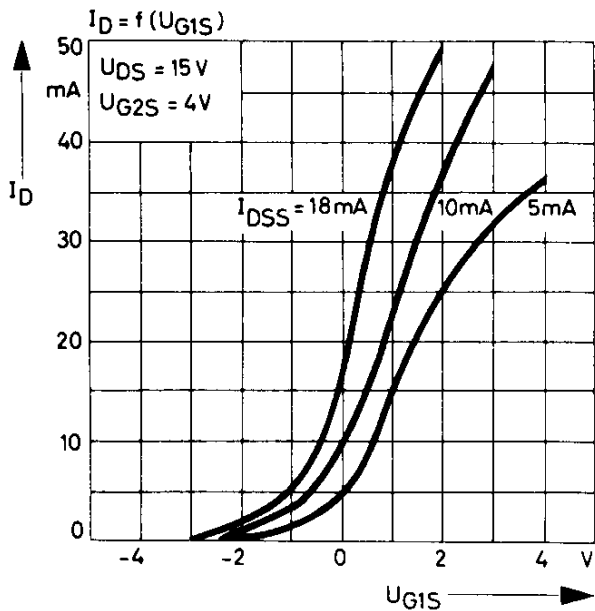
## Elektrische Kenndaten bei 25 °C Umgebungstemperatur (wenn nicht anders angegeben)

Parameter	Prüfbedingungen	Min.	Typ.	Max.	Einh.
$U_{(BR)DS}$	Drain-Source Durchbruchspannung	$I_D = 10 \mu A,$ $-U_{G1S} = U_{G2S} = 4 V$		20	V
$\pm U_{(BR)G1SS}$	Gate 1 - Source Durchbruchspannung (Bem. 2)	$\pm I_{G1} = 10 mA,$ $U_{G2S} = U_{DS} = 0$		6	30 V
$\pm U_{(BR)G2SS}$	Gate 2 - Source Durchbruchspannung (Bem. 2)	$\pm I_{G2} = 10 mA,$ $U_{G1S} = U_{DS} = 0$		6	30 V
$\pm I_{G1SS}$	Gate 1 - Source Reststrom	$\pm U_{G1S} = 5 V,$ $U_{G2S} = U_{DS} = 0$			100 nA
$\pm I_{G2SS}$	Gate 2 - Source Reststrom	$\pm U_{G2S} = 5 V,$ $U_{G1S} = U_{DS} = 0$			100 nA
$I_{DSS}$	Drainstrom (Bem. 3)	$U_{DS} = 15 V, U_{G1S} = 0,$ $U_{G2S} = 4 V$		3	10 30 mA
$-U_{G1S(off)}$	Gate 1 - Source Abschnürspannung	$U_{DS} = 15 V, U_{G2S} = 4 V,$ $I_D = 20 \mu A,$			5 V
$-U_{G2S(off)}$	Gate 2 - Source Abschnürspannung	$U_{DS} = 15 V, U_{G1S} = 0,$ $I_D = 20 \mu A,$			5 V
$ Y_{21S} $	Vorwärts-Steilheit	$U_{DS} = 15 V, U_{G2S} = 4 V,$ $U_{G1S} = 0, f = 1 kHz,$		8	14 mS
$C_{12SS}$	Rückwirkungskapazität	$U_{DS} = 15 V, U_{G2S} = 4 V,$ $I_D = 10 mA, f = 1 MHz$		025	pF
$C_{11SS}$	Eingangskapazität	$U_{DS} = 15 V, U_{G2S} = 4 V,$ $I_D = 10 mA, f = 1 MHz$		4	pF
$C_{22SS}$	Ausgangskapazität	$U_{DS} = 15 V, U_{G2S} = 4 V,$ $I_D = 10 mA, f = 1 MHz$		2	pF
$G_{ps}$	Leistungsverstärkung (Abb. 1)	$U_{DS} = 15 V, U_{G2S} = 4 V,$ $R_s = 68 \Omega,$ $B = 12 MHz, f = 200 MHz$		20	dB
F	Rauschzahl (Abb. 1)	$U_{DS} = 15 V, U_{G2S} = 4 V,$ $R_s = 68 \Omega, f = 200 MHz$		2	4,5 dB
$G_{ps(Conv)}$	Mischverstärkung (Abb. 2)	$U_{DS} = 15 V, U_{G2S} = 4 V,$ $R_s = 330 \Omega, U_{OSZ} = 0,5 V,$ $f_E = 200 MHz, f_{ZF} = 36 MHz,$ $B_{ZF} = 5 MHz$		18	dB
$G_{ps(Conv)}$	Mischverstärkung (Abb. 3)	$U_{DS} = 15 V, U_{G2S} = 4 V,$ $R_s = 330 \Omega, U_{OSZ} = 1,5 V,$ $f_E = 200 MHz, f_{ZF} = 36 MHz,$ $B_{ZF} = 5 MHz,$		15	dB
$U_{St}(\%)$	Störspannung für 1% Kreuzmodulation (Abb. 1)	$U_{DS} = 15 V, U_{G2S} = 4 V,$ $R_s = 68 \Omega, B = 12 MHz,$ $f_N = 200 MHz, f_{St} = 221 MHz$ $U_{G1S} = 1 V$		200	mV

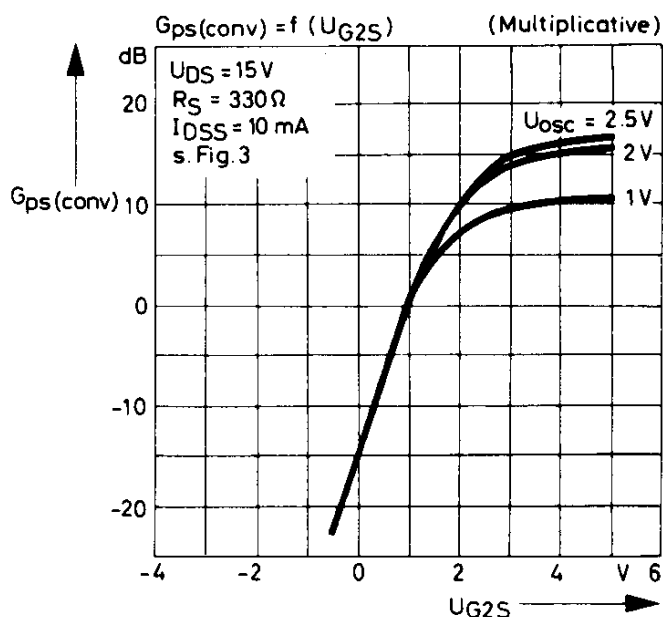
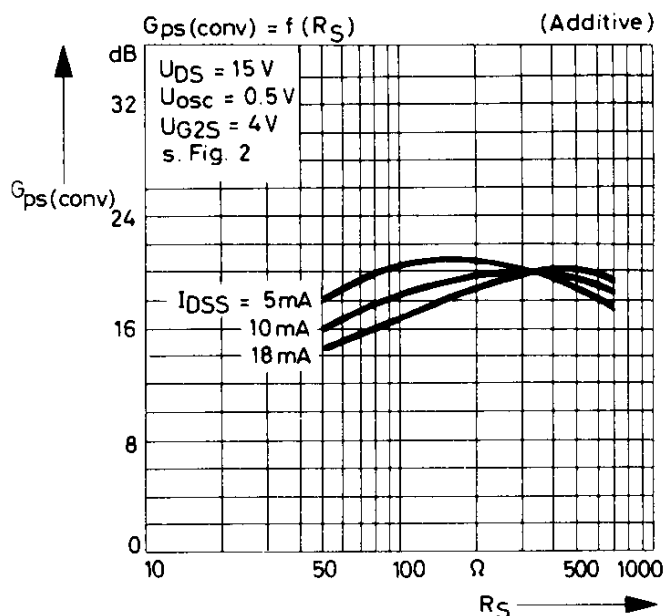
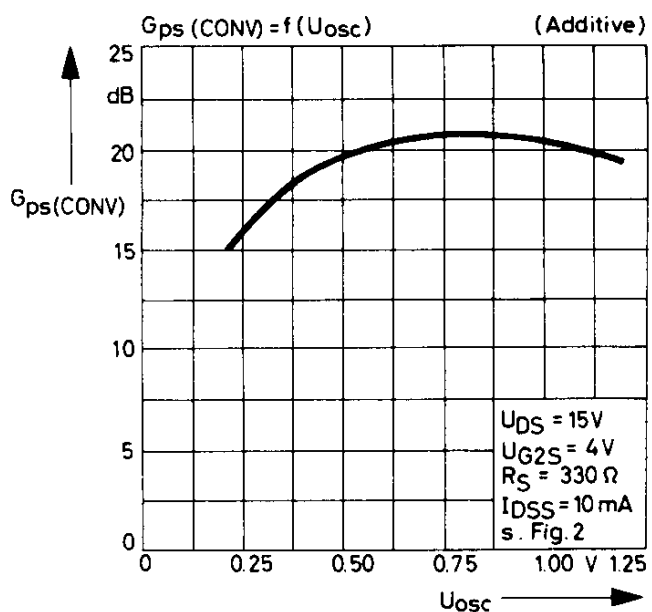
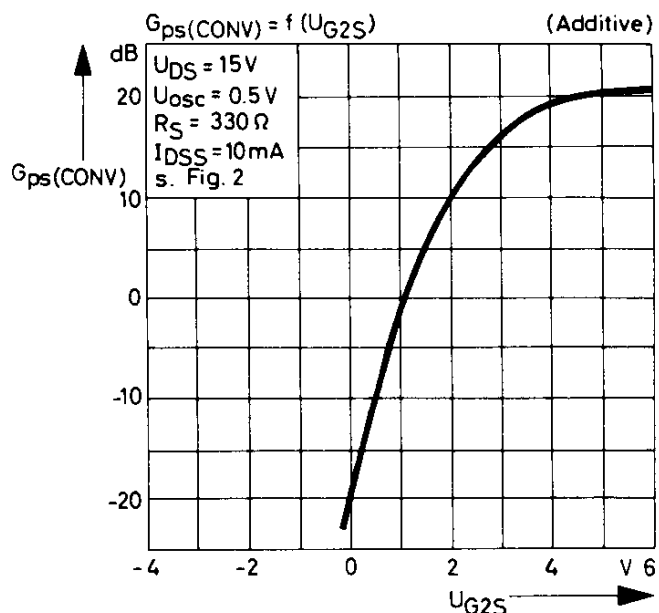
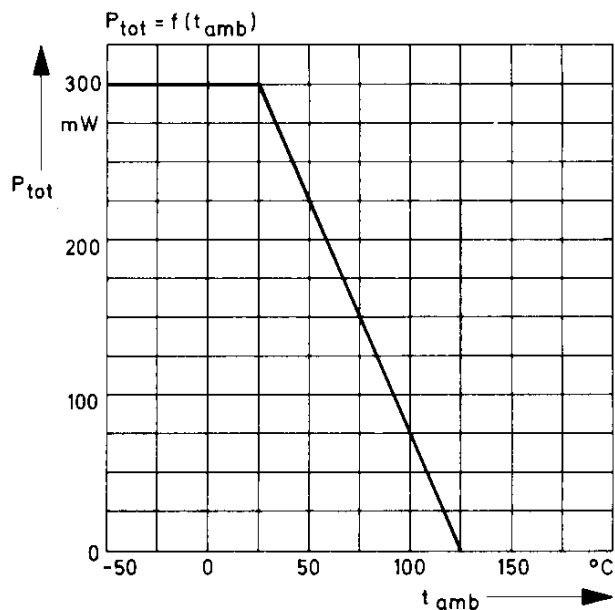
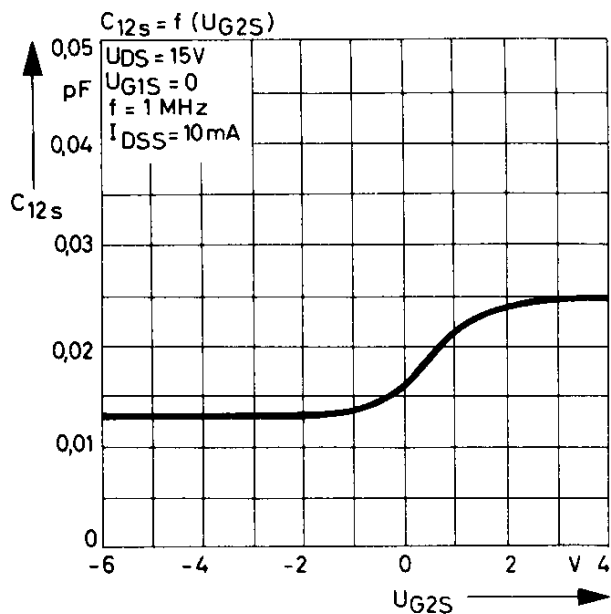
Bemerkungen: 2. Alle Gate-Durchbruchspannungen gemessen bei maximal zugelassenem Strom der Schutzdioden. Dies garantiert eine richtige Funktion der Schutzdioden.

3. Impulsmäßig gemessen:  $t_p = 300 \mu s, d = 2\%$ .

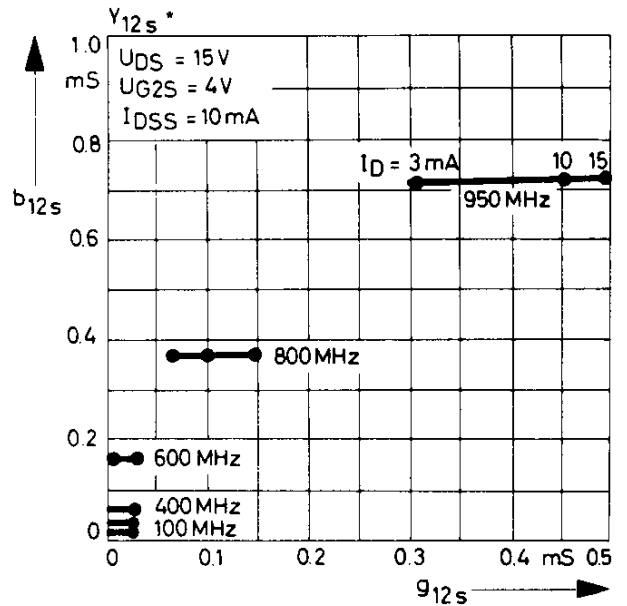
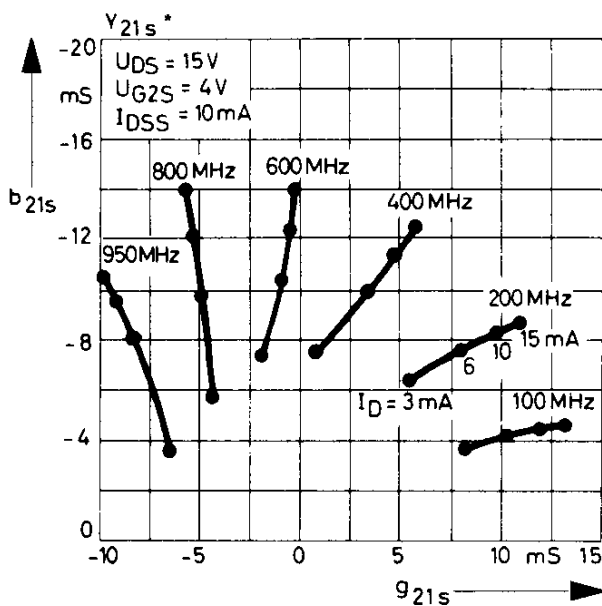
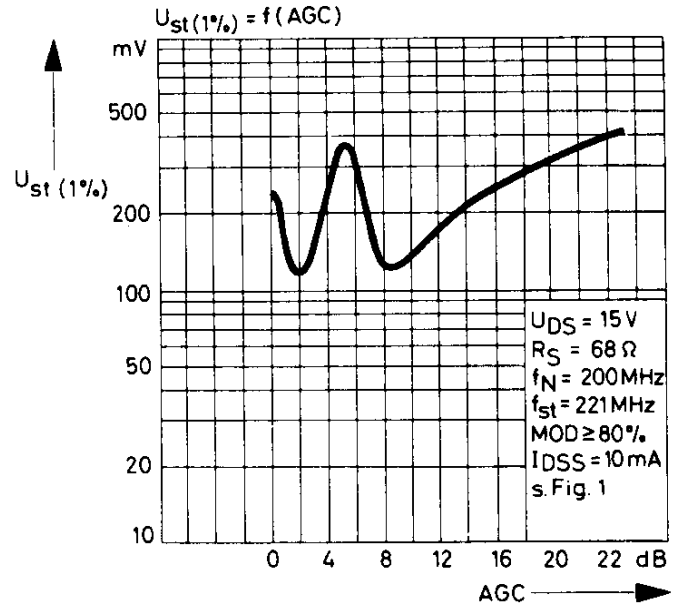
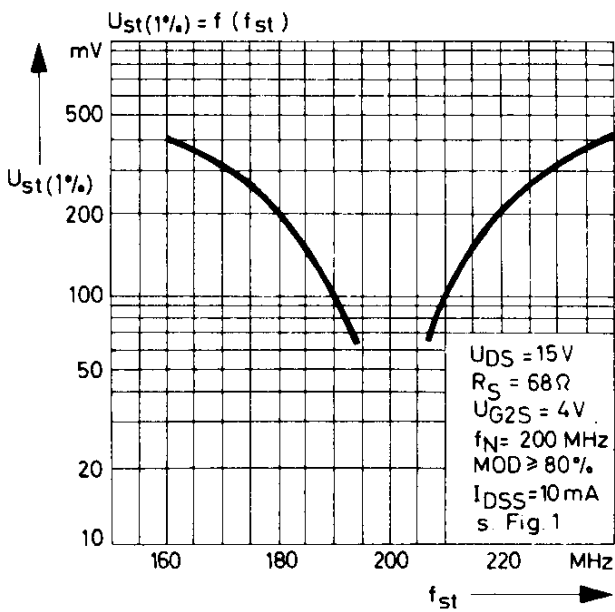
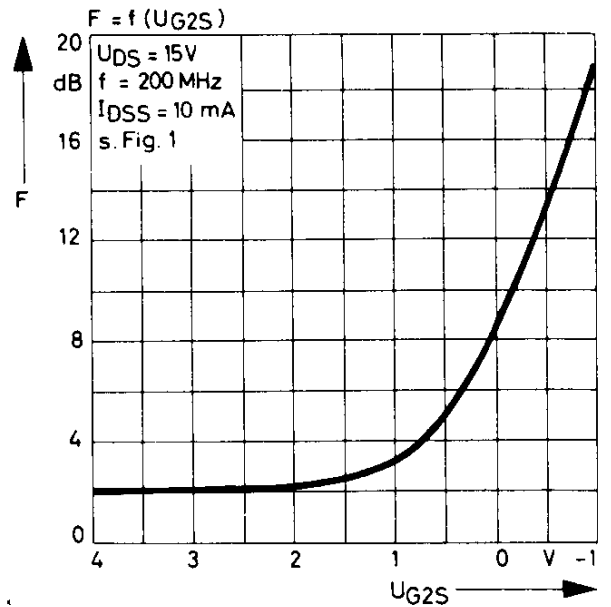
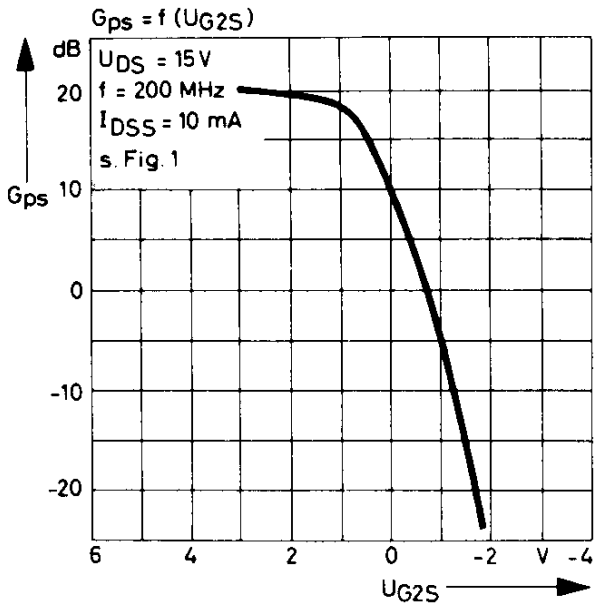
# BF 900



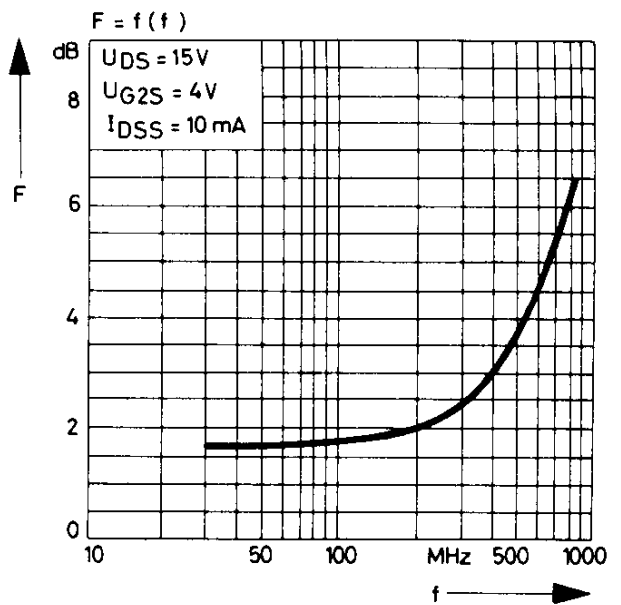
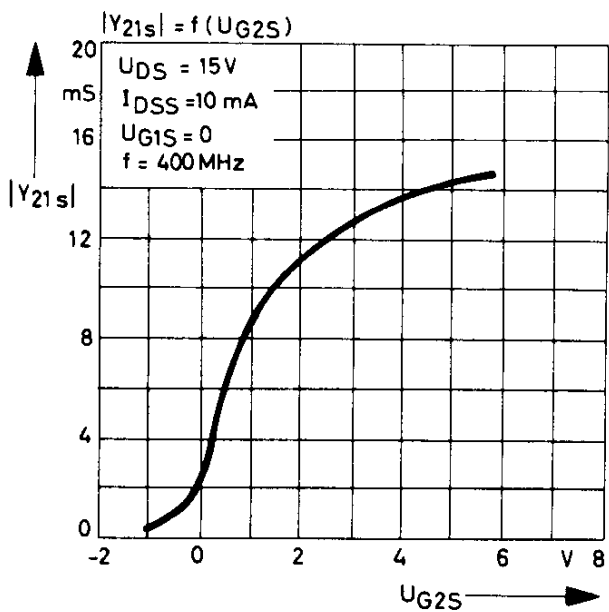
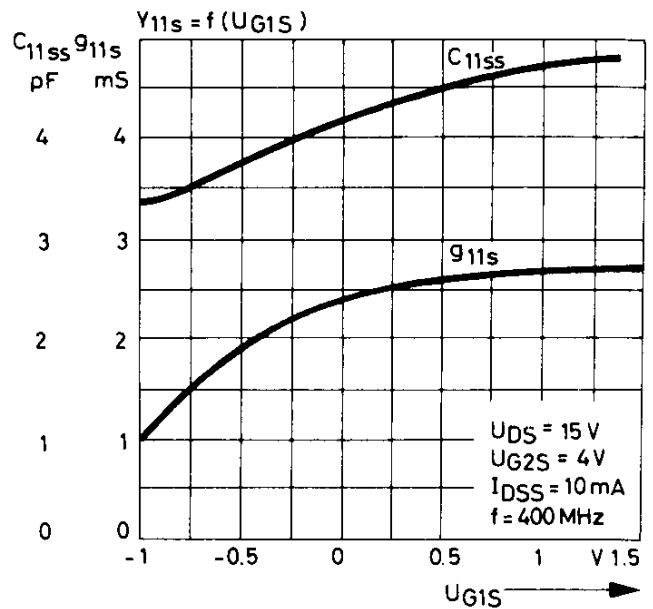
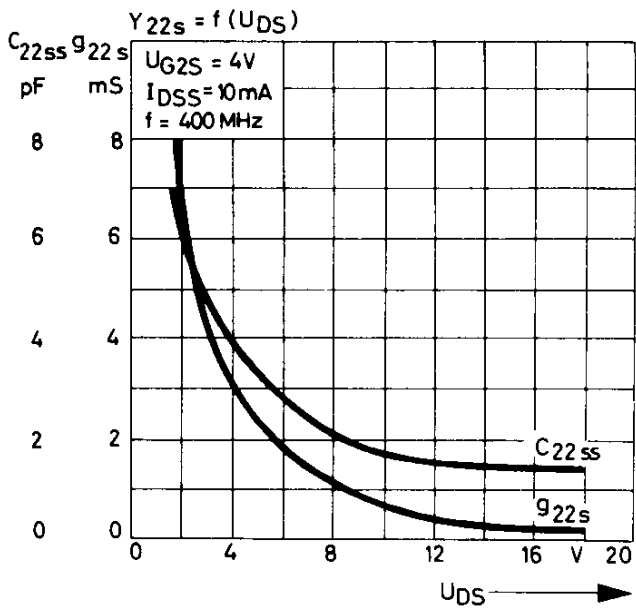
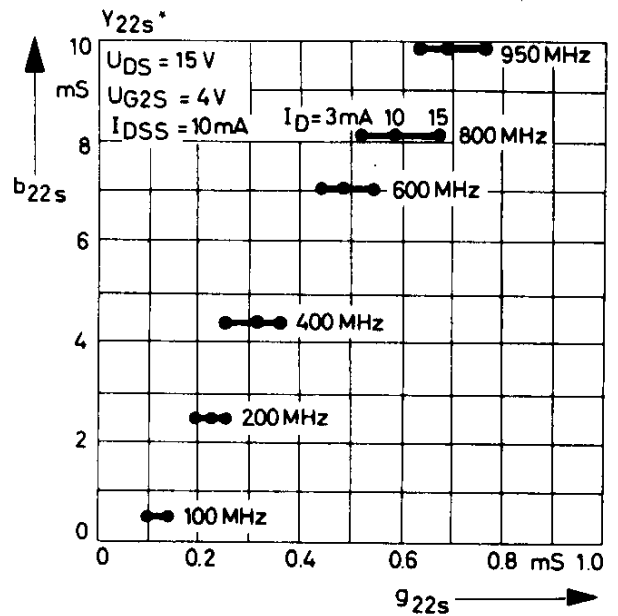
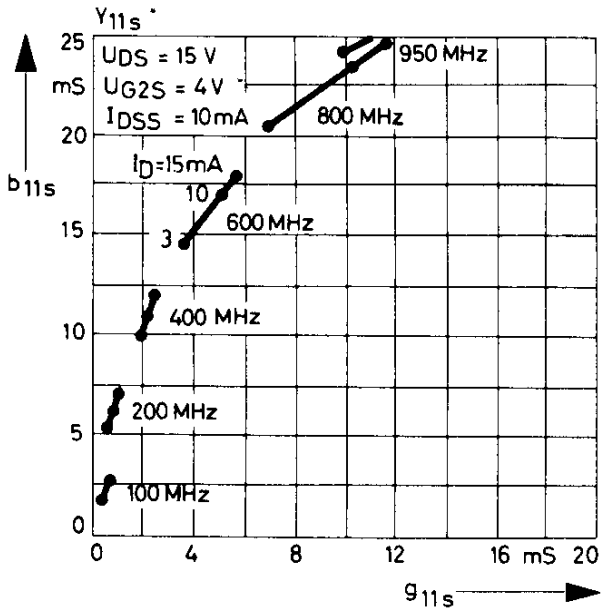




# BF 900



# BF 900



\* gemessen in 1,2 mm Abstand vom Gehäuse

# BF 900

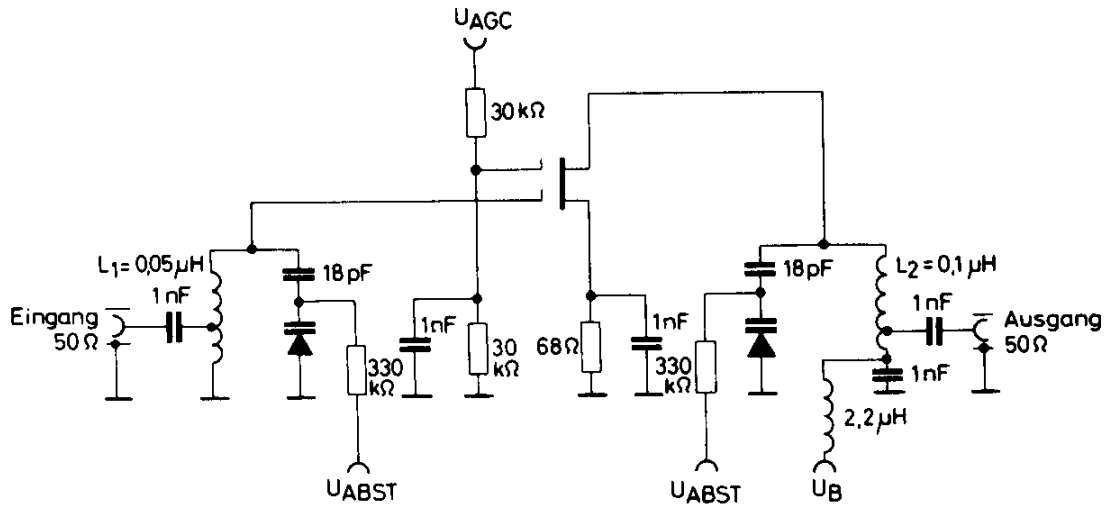


Abb. 1 200 MHz Verstärker

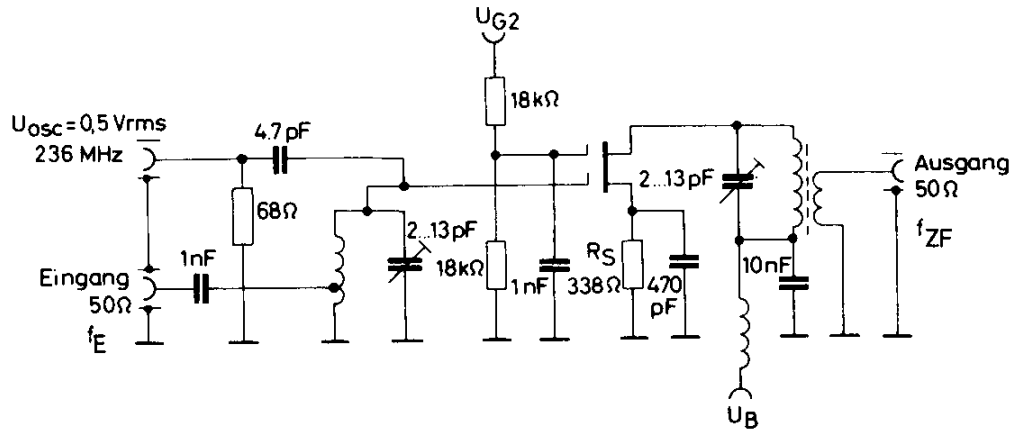


Abb. 2 200/36 MHz Additiver Mischer

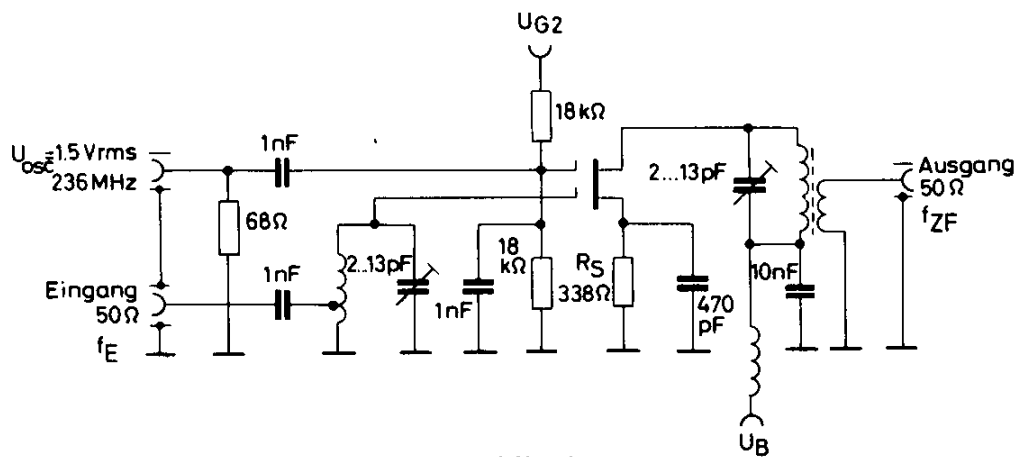


Abb. 3 200/36 MHz Multiplikativer Mischer

## N-Kanal-Silizium-Verarmungs-MOS-FET-Tetrode BF 910

### Anwendung

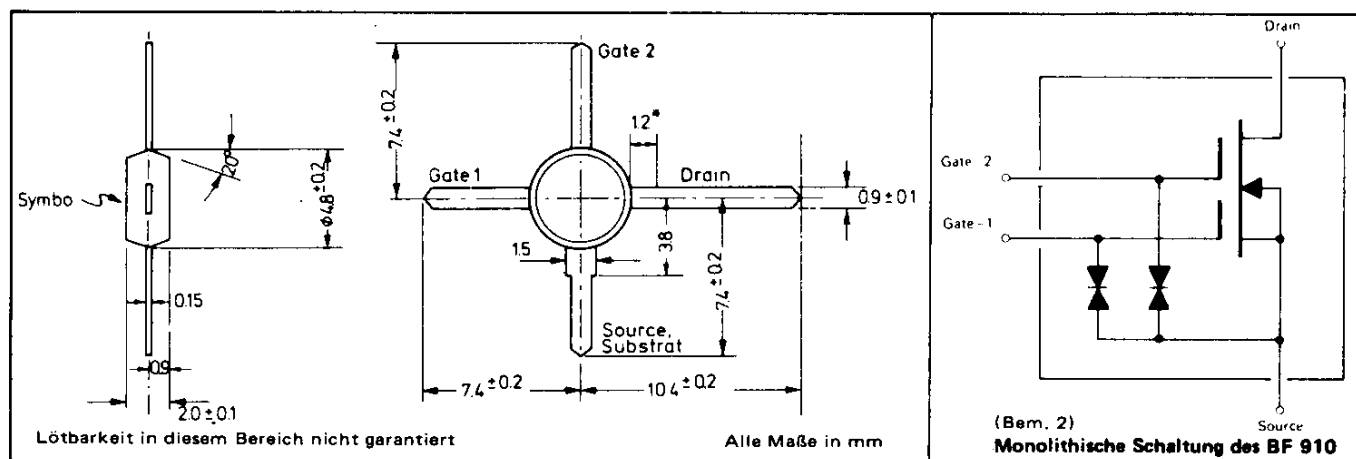
- Besonders geeignet für FM- und VHF-FS-Tuner als geregelter HF-Verstärker sowie für Mischstufen mit geringer Kreuzmodulation.
- Für allgemeine Anwendung als HF-Verstärker und -Mischer bis 600 MHz in Source-Schaltung.
- Für kommerzielle Anwendungen als rauscharme selektive Vorverstärker.

### Technologie

- Nidridpassivierter Kristall
- Ionenimplantation
- Monolithische Gate-Schutzdioden
- T-Pack-Bauform, mit niedrigen Kapazitäten und Induktivitäten

### Vorteile

- Niedriges Rauschen typ. 1,8 dB/200 MHz
- Hohe Steilheit typ. 25 mS
- Geringe Rückwirkung typ. 0,035 pF
- Leistungsverstärkung typ. 25 dB/200 MHz



### Grenzdaten bei 25 °C Umgebungstemperatur (wenn nicht anders angegeben)

Drain-Source-Spannung	$U_{DS}$	20 V
Drain-Dauerstrom	$I_D$	50 mA
Gate-1-/Gate-2-Source Strom	$\pm I_{G2S} / \pm I_{G1S}$	10 mA
Gesamtdauerverlustleistung bei (oder unter) 25 °C Umgebungstemperatur (Bem. 1)	$P_{10t}$	330 mW
Lagertemperatur	$t_{stg}$	150 °C

### BEMERKUNGEN:

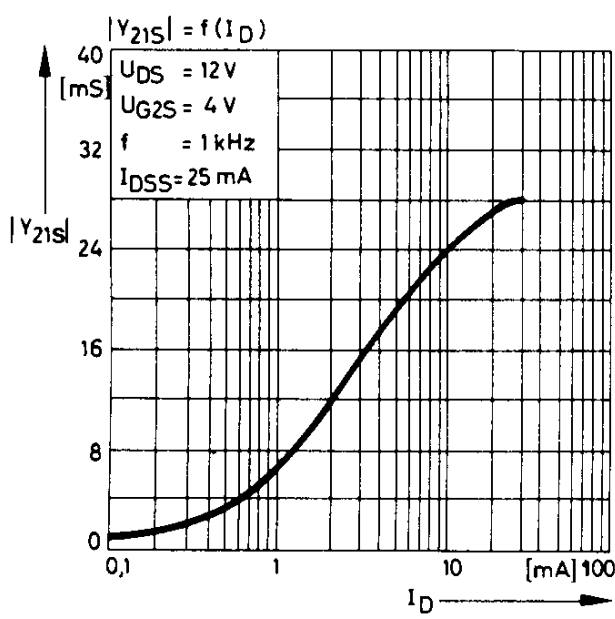
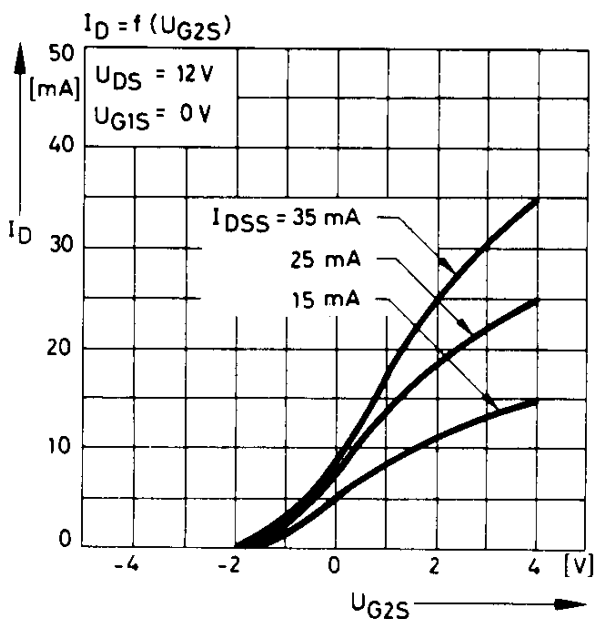
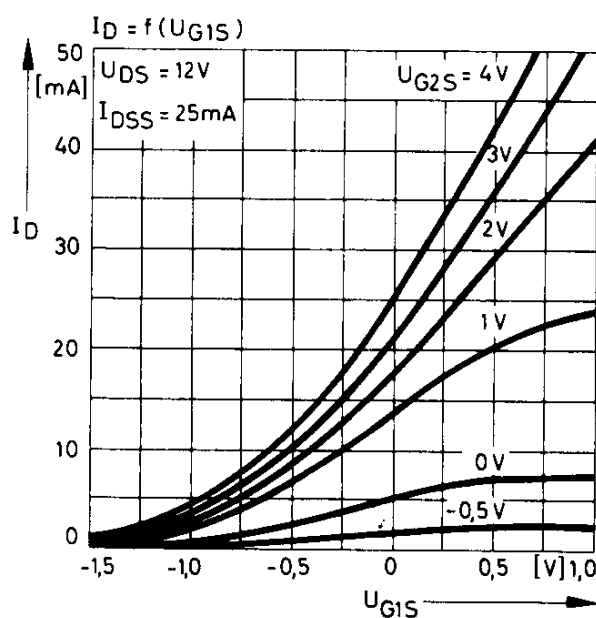
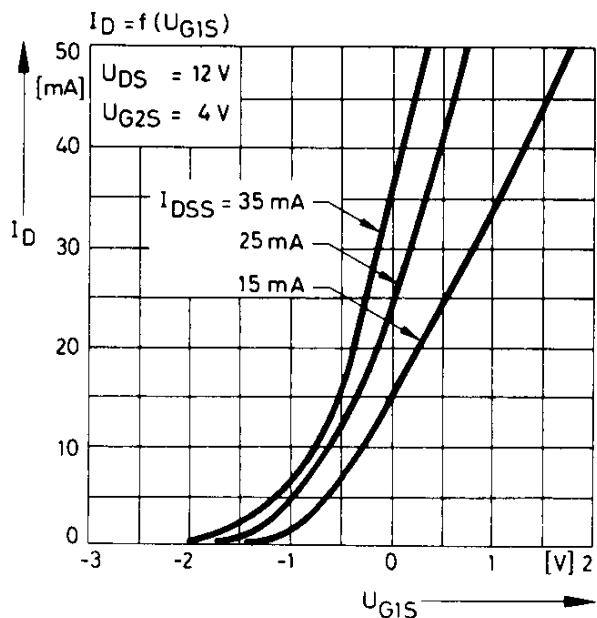
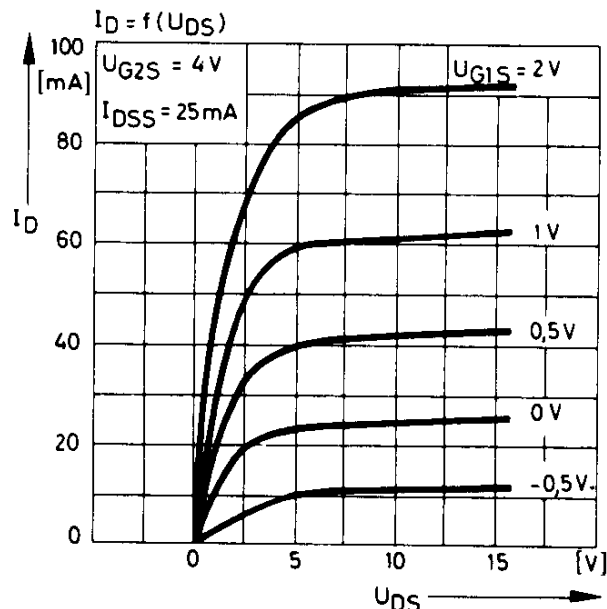
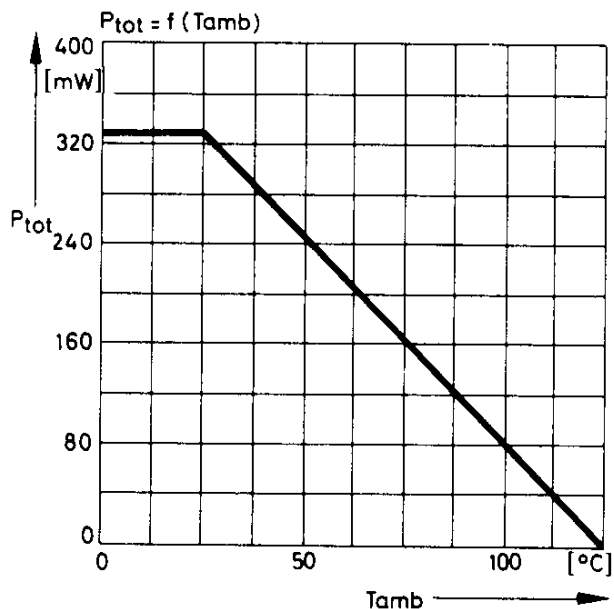
1. Fällt linear mit 3,3 mW/°C auf Umgebungstemperatur von 125 °C ab.
2. Die MOSFET-Tetrode ist monolithisch mit den Schutzdioden (Zenerdioden) zwischen Gate-1 und Source als auch Gate-2 und Source integriert. Außerdem ist das Substrat mit Source verbunden.

**BF 910****Elektrische Kenndaten bei 25 °C Umgebungstemperatur (wenn nicht anders angegeben)**

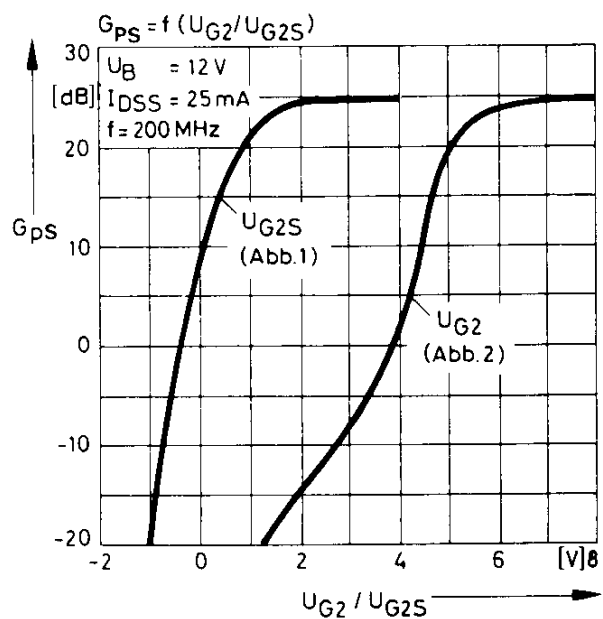
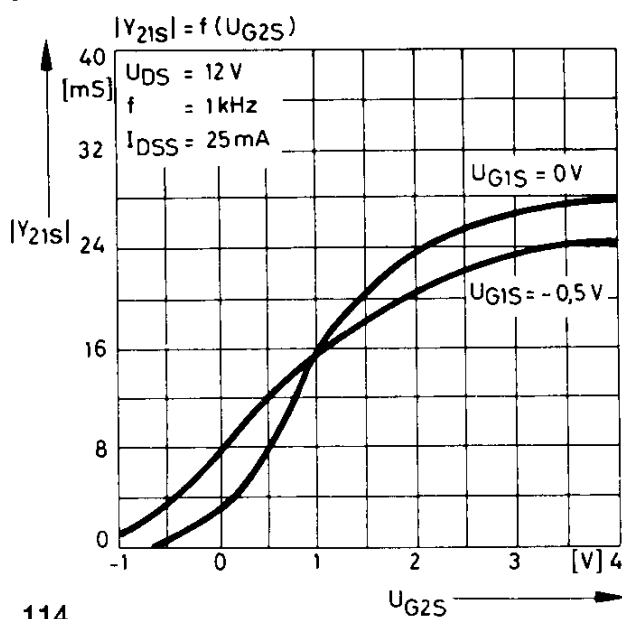
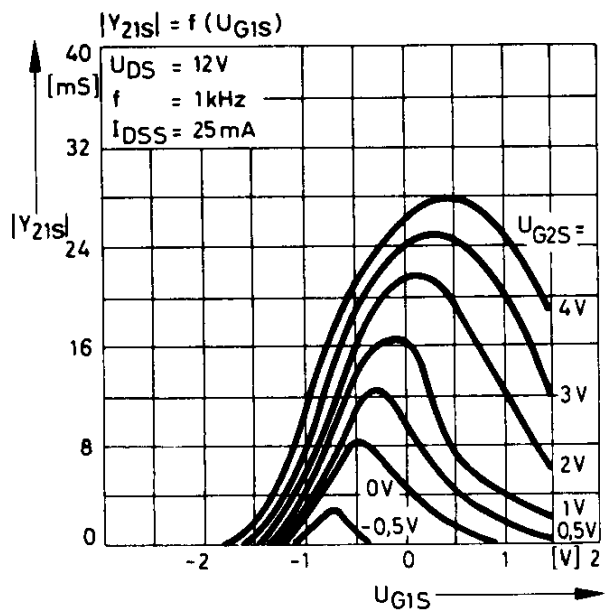
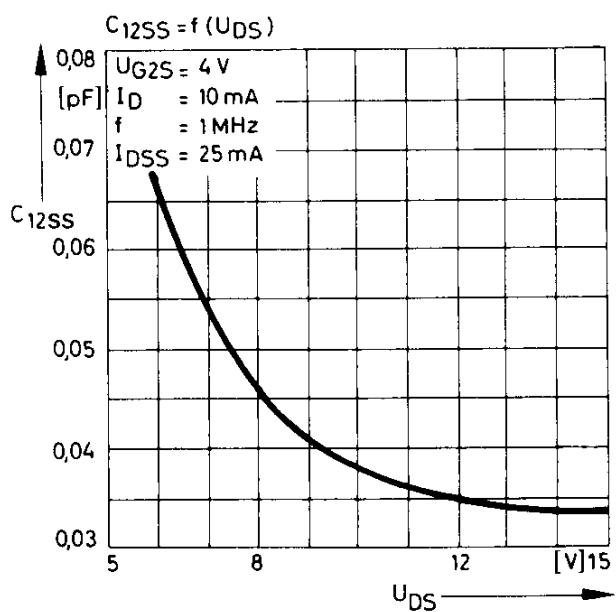
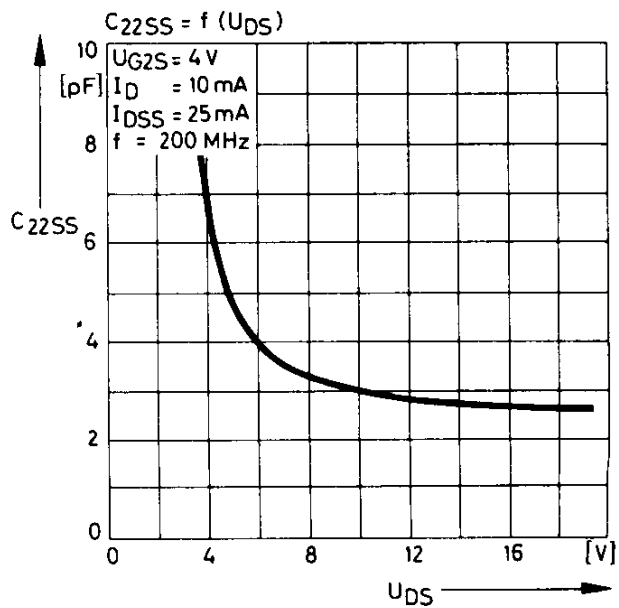
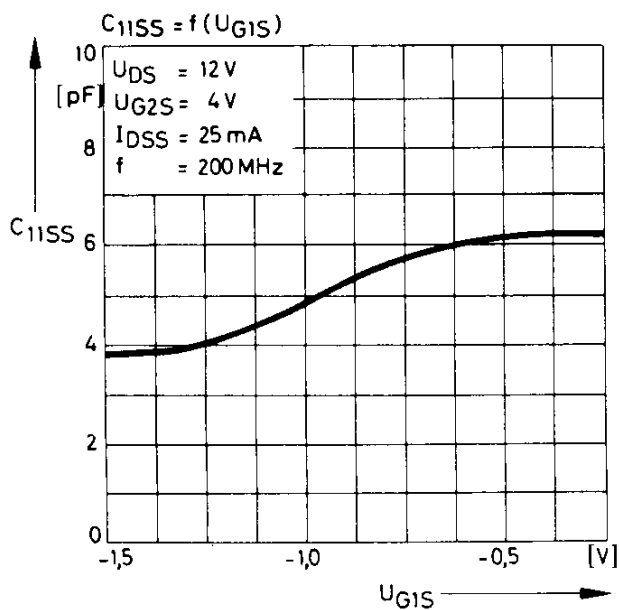
	Parameter	Prüfbedingungen	Min.	Typ.	Max.	Einh.
$U_{(BR)DS}$	Drain-Source-Durchbruchspannung	$I_D = 10 \mu A,$ $-U_{G1S} = -U_{G2S} = 4 V$	20			V
$\pm U_{(BR)G1SS}$	Gate-1-Source-Durchbruchspannung (Bem. 3)	$\pm I_{G1S} = 10 mA,$ $U_{G2S} = U_{DS} = 0$	6			V
$\pm U_{(BR)G2SS}$	Gate-2-Source-Durchbruchspannung (Bem. 3)	$\pm I_{G1S} = 10 mA,$ $U_{G1S} = U_{DS} = 0$	6			V
$\pm I_{G1SS}$	Gate-1-Source-Reststrom	$\pm U_{G1S} = 5 V,$ $U_{G2S} = U_{DS} = 0$				100 nA
$\pm I_{G2SS}$	Gate-2-Source-Reststrom	$\pm U_{G1S} = 5 V,$ $U_{G1S} = U_{DS} = 0$				100 nA
$I_{DSS}$	Drainstrom (Bem. 4)	$U_{DS} = 12 V,$ $U_{G2S} = 4 V$	$U_{G1S} = 0,$	6	40	mA
$-U_{G1S(off)}$	Gate-1-Source-Abschnürspannung	$U_{DS} = 12 V,$ $I_D = 200 \mu A$	$U_{G2S} = 4 V,$			3,5 V
$-U_{G2S(off)}$	Gate-2-Source-Abschnürspannung	$U_{DS} = 12 V,$ $I_D = 200 \mu A$	$U_{G1S} = 0,$			3,0 V
$ Y_{21s} $	Vorwärtssteilheit	$U_{DS} = 12 V,$ $U_{G1S} = 0,$	$U_{G2S} = 4 V,$ $f = 1 kHz$	16	25	mS
$C_{12SS}$	Rückwirkungskapazität	$U_{DS} = 12 V,$ $I_D = 1 mA,$	$U_{G2S} = 4 V,$ $f = 1 MHz$		.035	pF
$C_{11SS}$	Eingangskapazität	$U_{DS} = 12 V,$ $I_D = 10 mA,$	$U_{G2S} = 4 V,$ $f = 1 MHz$		6	pF
$C_{22SS}$	Ausgangskapazität	$U_{DS} = 12 V,$ $I_D = 10 mA,$	$U_{G2S} = 4 V,$ $f = 1 MHz$		2,5	pF
$G_{ps}$	Leistungsverstärkung	$U_{DS} = 12 V,$ $B = 12 MHz,$ (Abb. 1)	$U_{G2S} = 4 V,$ $f = 200 MHz$		25	dB
F	Rauschzahl	$U_{DS} = 15 V,$ (Abb. 1)	$U_{G2S} = 4 V,$ $f = 200 MHz$		1,8	4,5 dB

**BEMERKUNGEN:**

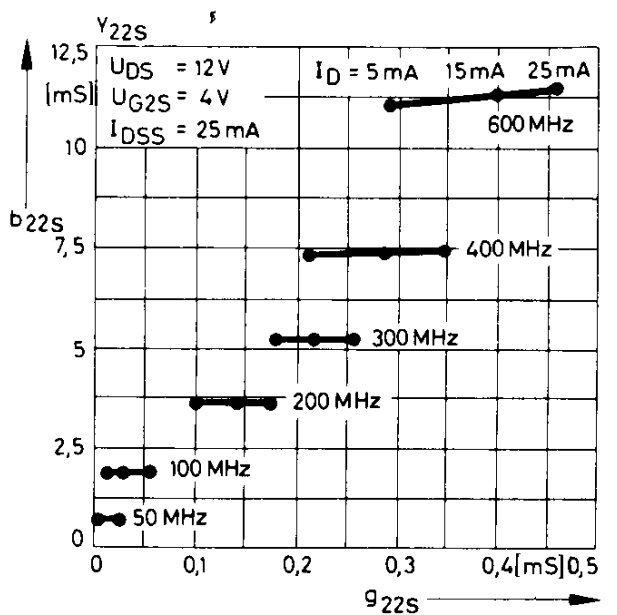
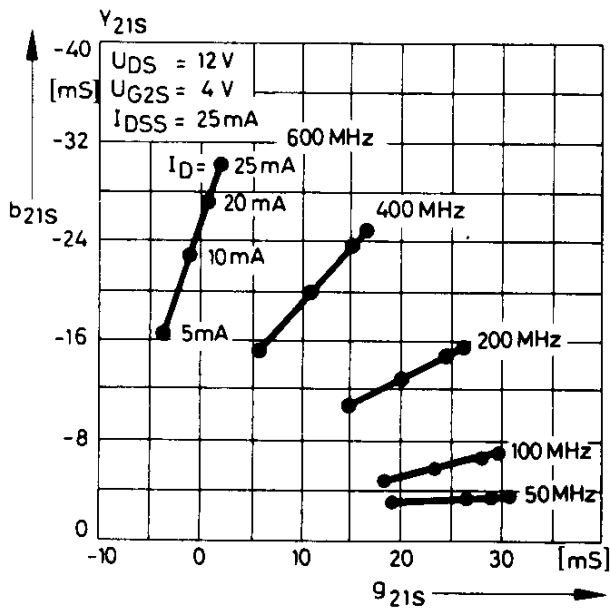
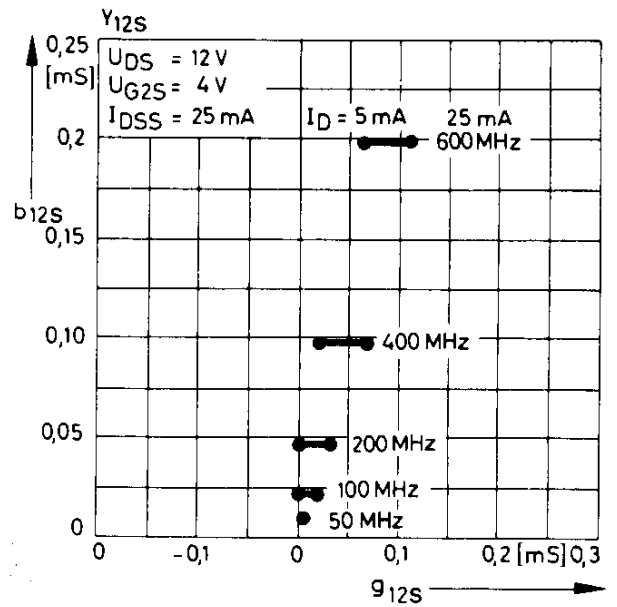
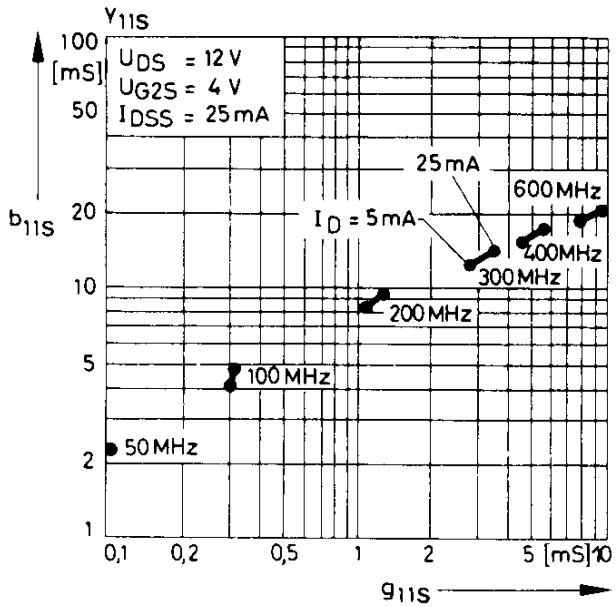
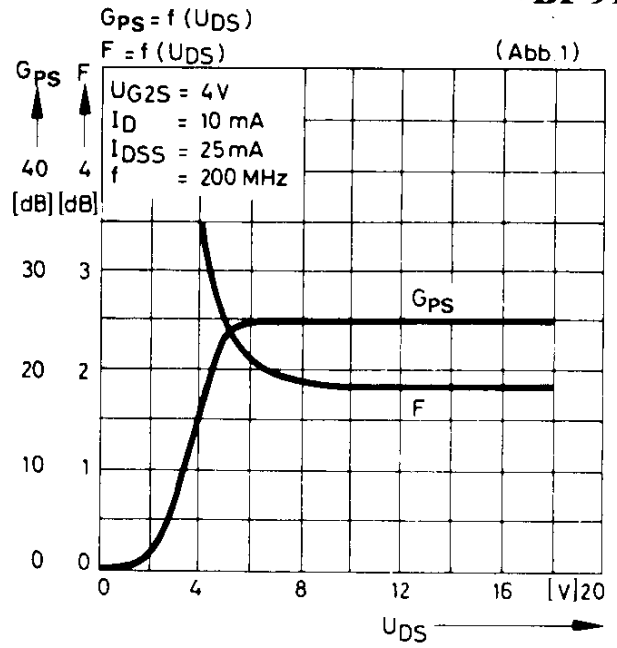
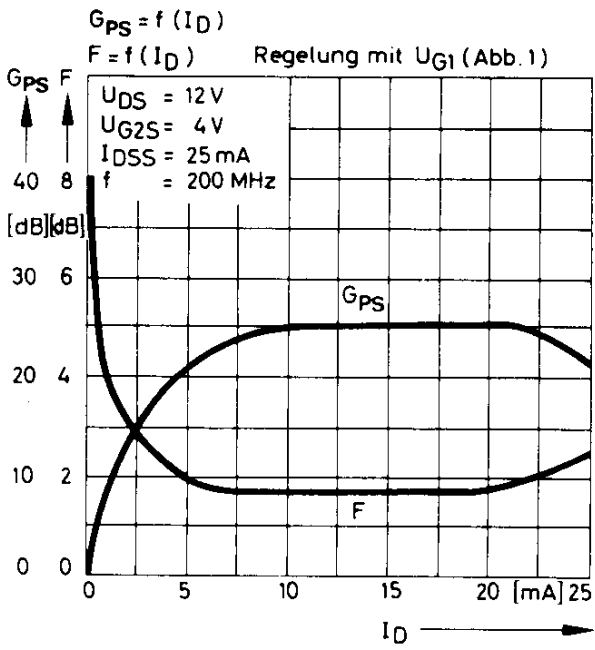
3. Alle Gate-Durchbruchspannungen gemessen bei maximal zugelassenem Strom der Schutzdioden. Dies garantiert eine richtige Funktion der Schutzdioden.
4. Umpulsmäßig gemessen:  $t_p \leq 300 \mu s,$   $d = 2\%$ .



# BF 910







# BF 910

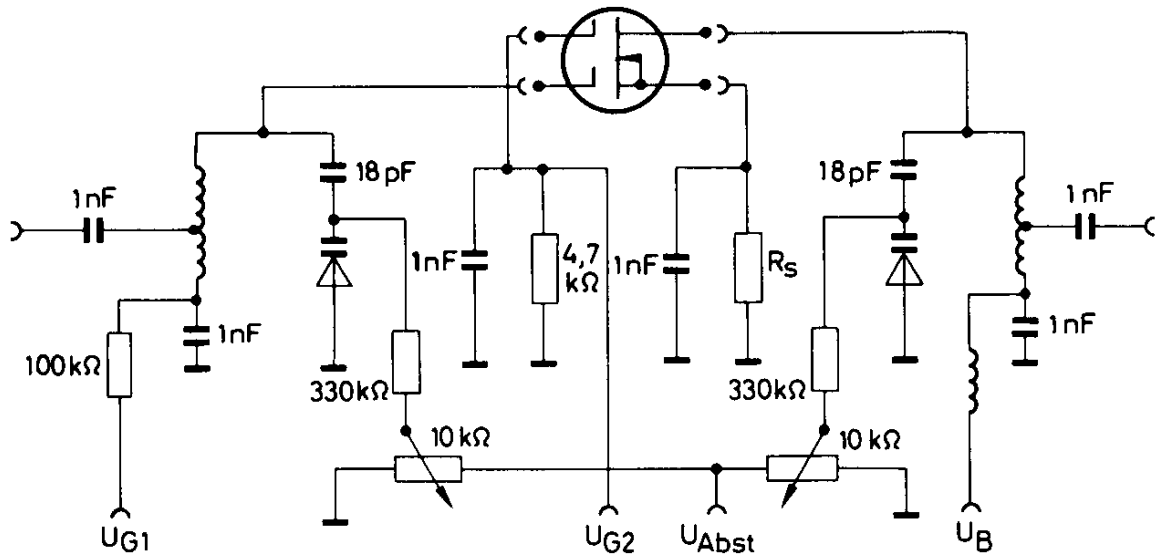
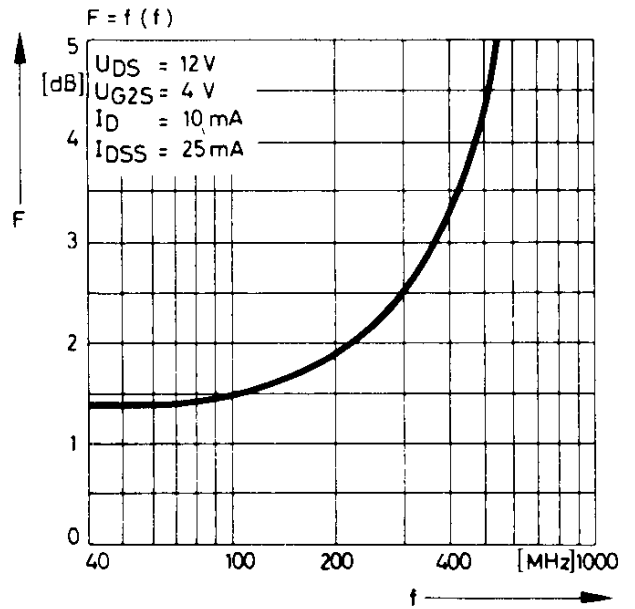
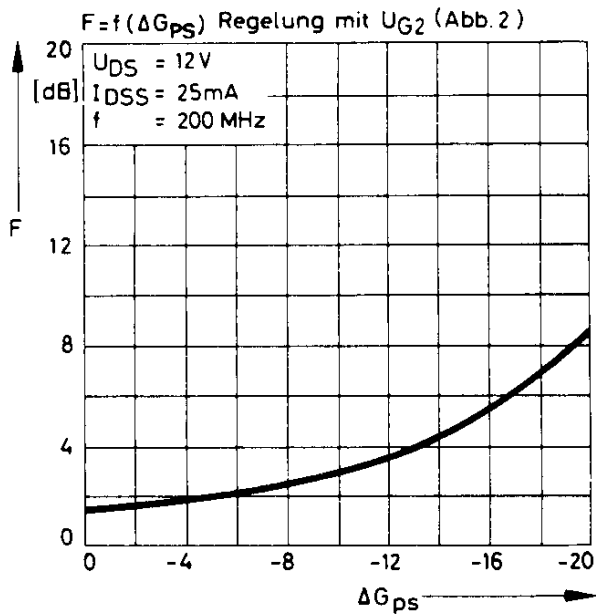


Abb. 1 200 MHz Verstärker

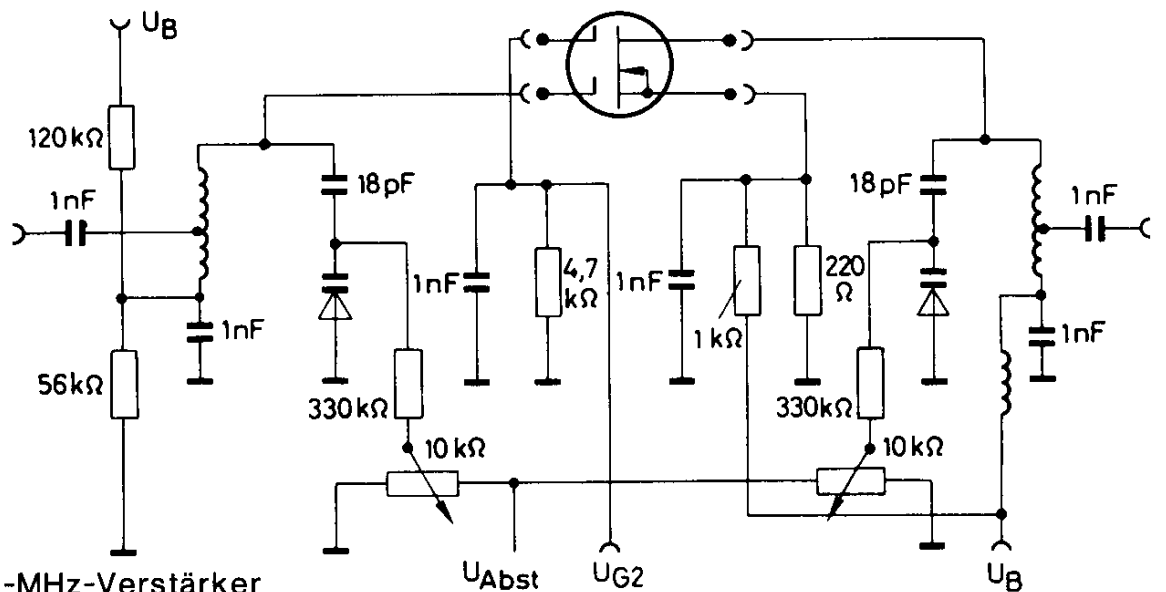


Abb. 2 200-MHz-Verstärker

## N-Kanal-Silizium-Verarmungs-MOS-FET-Tetrode BF 905

### Anwendung

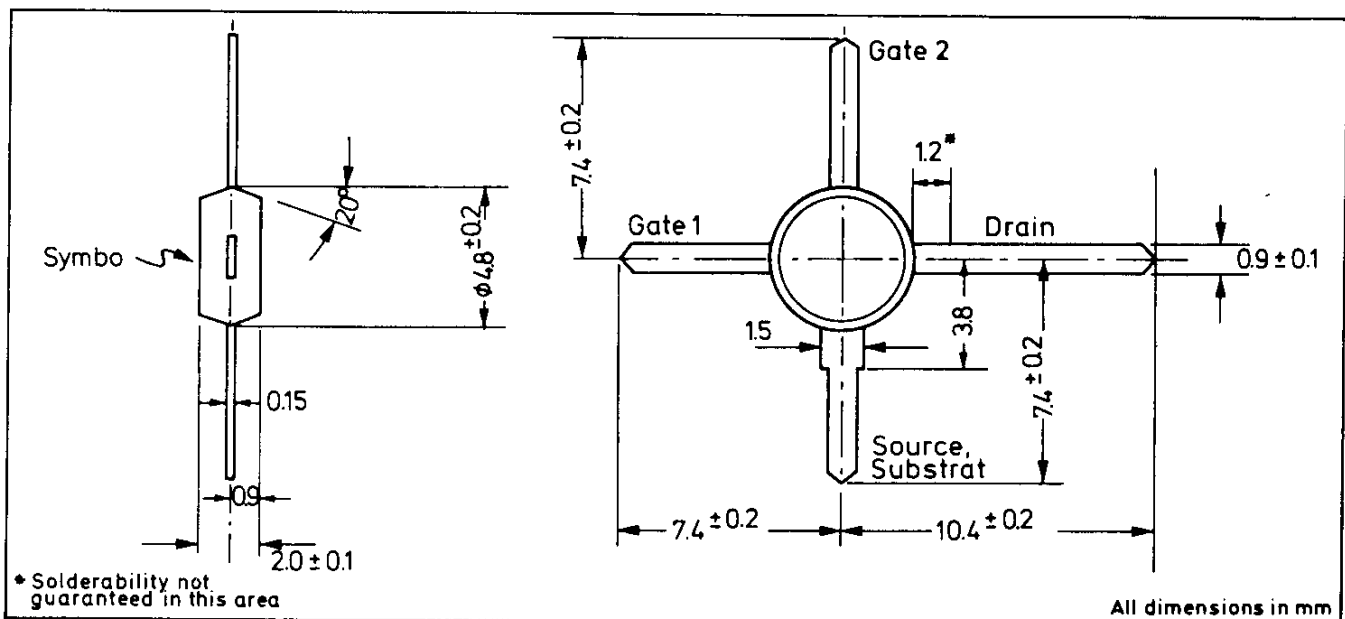
- UHF Verstärker und Mischer bis 1000 MHz
- Geeignet für geregelte UHF Verstärkerstufen in Source-Schaltung

### Technologie

- Nitrid passivierter Kristall
- Ion Implantation
- Monolithische Gate Schutzdioden
- T-Pack Bauform mit geringen Kapazitäten und Induktivitäten

### Vorteile

- Hohe Verstärkung typ. 18 dB/800 MHz
- Niedriges Rauschen typ. 4 dB/800 MHz
- Niedrige Ausgangskapazität typ. 1 pF



### Grenzdaten bei 25 °C Umgebungstemperatur (wenn nicht anders angegeben)

Drain-Source-Spannung	$U_{DS}$	20 V
Drain-Dauerstrom	$I_D$	40 mA
Gate 1/Gate 2 - Source-Strom	$\pm I_{G1S} / \pm I_{G2S}$	10 mA
Gesamtdauerverlustleistung bei (oder unter) 25 °C Umgebungstemperatur (Bem. 1)	$P_{tot}$	250 mW
Lagertemperatur	$t_{stg}$	-55 bis 150 °C
Drahttemperatur im Abstand von 1,5 mm vom Gehäuse für 10 s		260 °C

Bem. 1: Fällt linear mit 2,5 mW/°C auf Umgebungstemperatur von 125 °C ab.

## BF 905

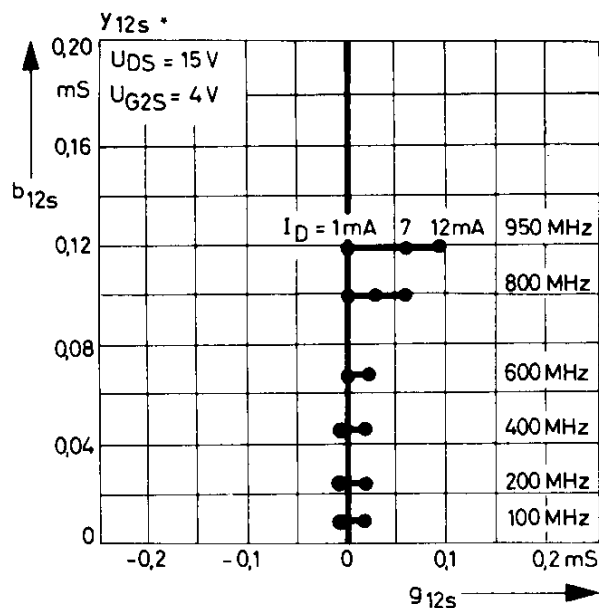
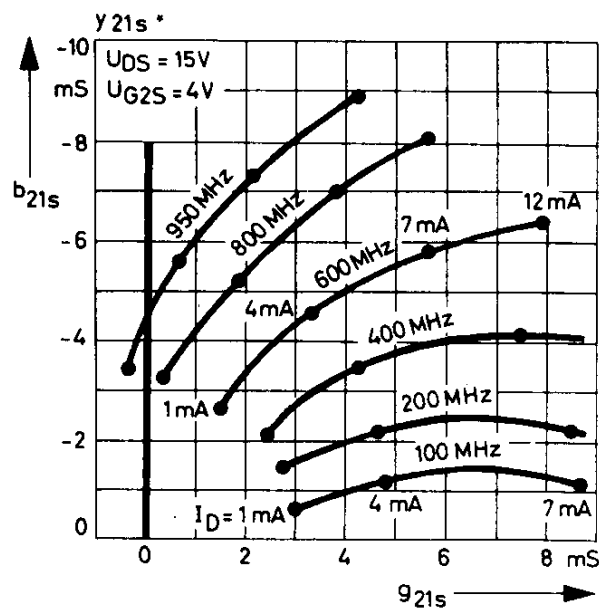
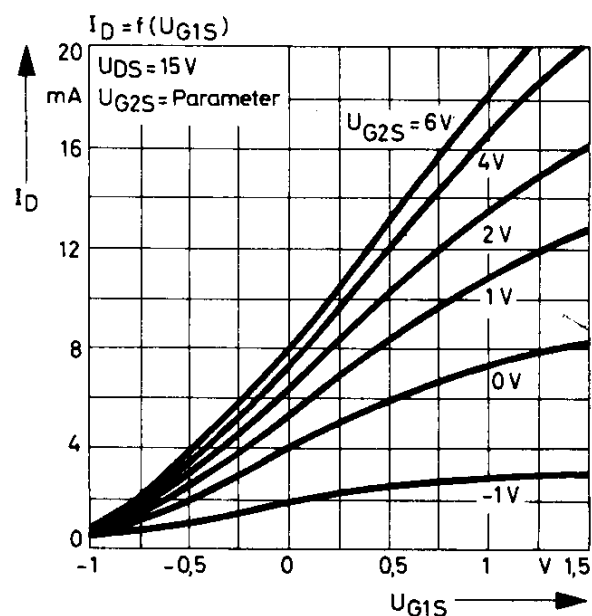
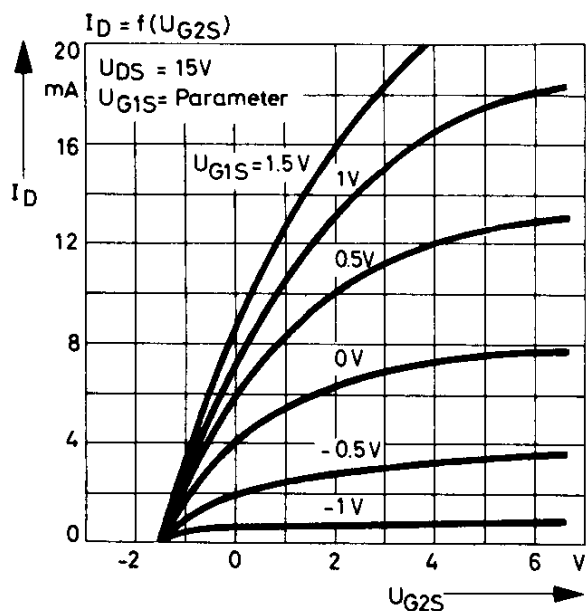
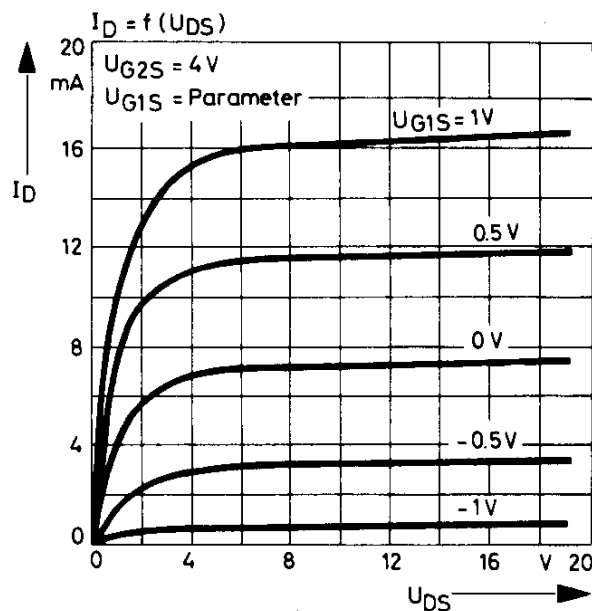
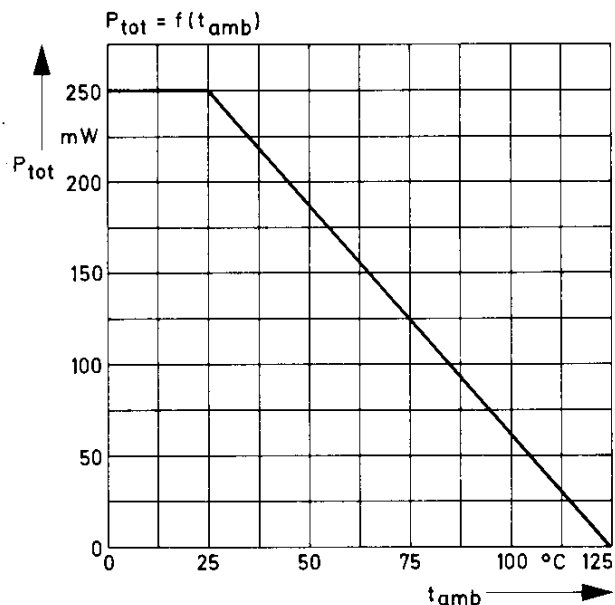
## Elektrische Kenndaten bei 25 °C Umgebungstemperatur (wenn nicht anders angegeben)

	Parameter	Prüfbedingungen	Min. Typ. Max. Einh.			
$U_{(BR)DS}$	Drain-Source Durchbruchspannung	$I_D = 10 \mu A$ $-U_{G1S} = -U_{G2S} = 4 V$	20		V	
$\pm U_{(BR)G1SS}$	Gate 1 - Source Durchbruchspannung (Bem. 2)	$\pm I_{G1} = 10 mA$ , $U_{G2S} = U_{DS} = 0$	6		30 V	
$\pm U_{(BR)G2SS}$	Gate 2 - Source Durchbruchspannung (Bem. 2)	$\pm I_{G2} = 10 mA$ , $U_{G1S} = U_{DS} = 0$	6		30 V	
$\pm I_{G1SS}$	Gate 1 - Source Reststrom	$\pm U_{G1S} = 5 V$ $U_{G2S} = U_{DS} = 0$			100 nA	
$\pm I_{G2SS}$	Gate 2 - Source Reststrom	$\pm U_{G2S} = 5 V$ , $U_{G1S} = U_{DS} = 0$			100 nA	
$I_{DSS}$	Drainstrom (Bem. 3)	$U_{DS} = 15 V$ , $U_{G2S} = 4 V$	$U_{G1S} = 0$	2	7	25 mA
$-U_{G1S(off)}$	Gate 1 - Source Abschnürspannung	$U_{DS} = 15 V$ , $I_D = 20 \mu A$	$U_{G2S} = 4 V$			5 V
$-U_{G2S(off)}$	Gate 2 - Source Abschnürspannung	$U_{DS} = 15 V$ , $I_D = 20 \mu A$	$U_{G1S} = 0$ ,			5 V
$ Y_{21s} $	Vorwärts-Steilheit	$U_{DS} = 15 V$ , $U_{G1S} = 0$ ,	$U_{G2S} = 4 V$ , $f = 1 kHz$			9 mS
$C_{12SS}$	Rückwirkungskapazität	$U_{DS} = 15 V$ , $I_D = 7 mA$ ,	$U_{G2S} = 4 V$ $f = 1 MHz$	.02	.03	pF
$C_{11SS}$	Eingangskapazität	$U_{DS} = 15 V$ , $I_D = 7 mA$ ,	$U_{G2S} = 4 V$ $f = 1 MHz$			2 pF
$C_{22SS}$	Ausgangskapazität	$U_{DS} = 15 V$ , $I_D = 7 mA$ ,	$U_{G2S} = 4 V$ $f = 1 MHz$			1 pF
$G_{ps}$	Leistungsverstärkung (Abb. 1)	$U_{DS} = 15 V$ , $B = 10 MHz$ ,	$U_{G2S} = 4 V$ $f = 200 MHz$			20 dB
F	Rauschzahl (Abb. 1)	$U_{DS} = 15 V$ , $f = 200 MHz$	$U_{G2S} = 4 V$ ,			2,5 dB
$G_{ps}$	Leistungsverstärkung (Abb. 2)	$U_{DS} = 15 V$ , $B = 20 MHz$ ,	$U_{G2S} = 4 V$ $f = 800 MHz$	12	18	dB
F	Rauschzahl (Abb. 2)	$U_{DS} = 15 V$ , $f = 800 MHz$	$U_{G2S} = 4 V$			4 dB
$\Delta G_{ps}$	Regelbereich (Abb. 2)	$U_{DS} = 15 V$ , $f = 800 MHz$ ,	$U_{G2Smax} = 4 V$ $U_{G2Smin} = -2 V$			40 dB
$U_{St}(\%)$	Störspannung für 1% Kreuzmodulation (Abb. 2)	$U_{DS} = 15 V$ , $f_N = 800 MHz$ , $MOD_{(fst)} \geq 80\%$	$U_{G2S} = 4 V$ , $f_{St} = 775 MHz$ ,			100 mV
$G_{ps(ConV)}$	Mischverstärkung (Abb. 3)	$U_{DS} = 15 V$ , $f_E = 800 MHz$ , $B_{ZF} = 5 MHz$ ,	$U_{G2S} = 4 V$ , $f_{ZF} = 36 MHz$ , $U_{OSZ} = 800 mV$			14 dB

Bemerkungen: 2. Alle Gate-Durchbruchspannungen gemessen bei maximal zugelassenem Strom der Schutzdioden. Dies garantiert eine richtige Funktion der Schutzdioden.

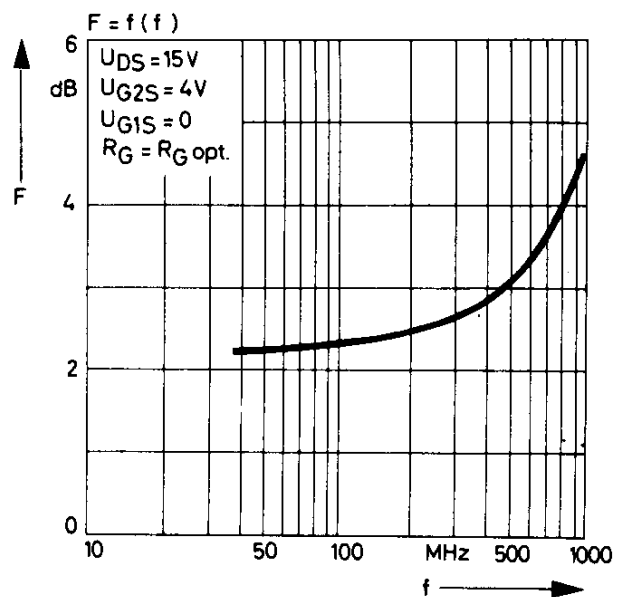
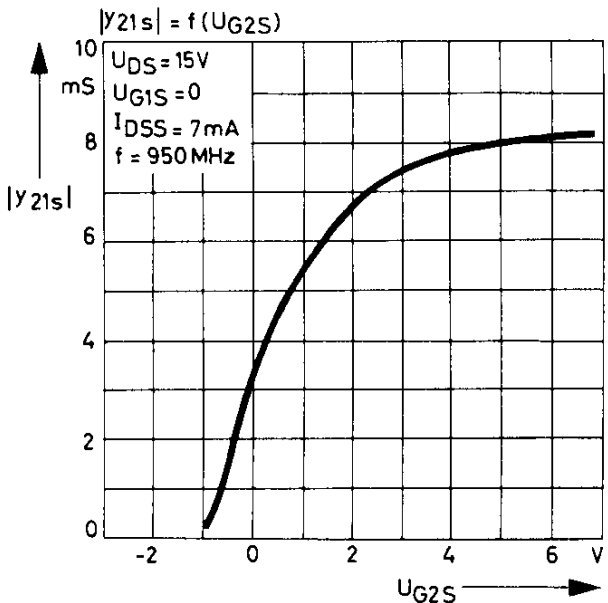
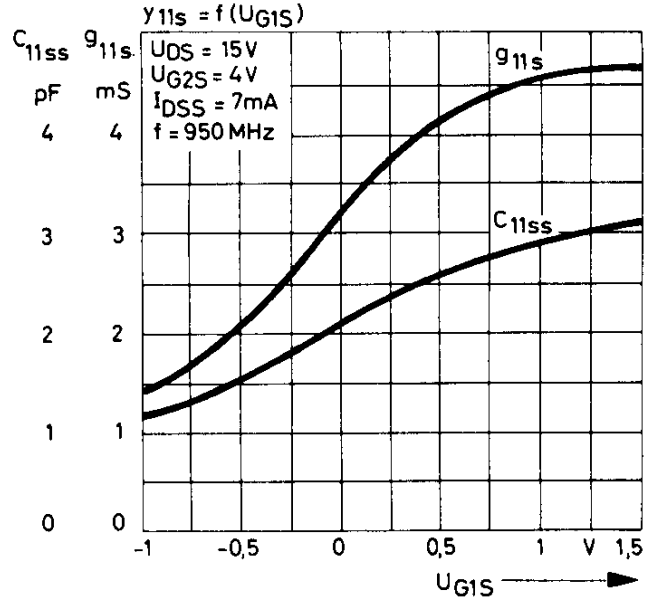
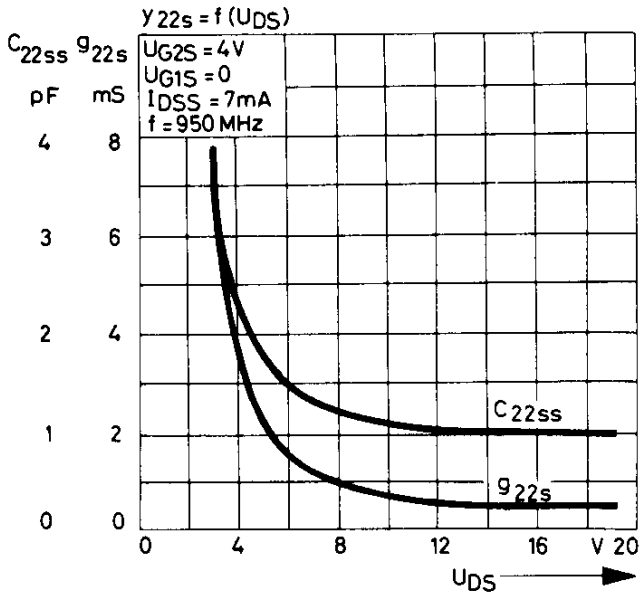
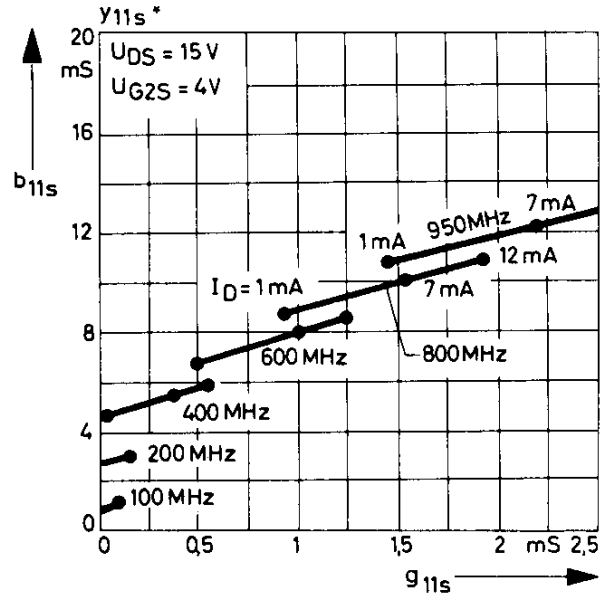
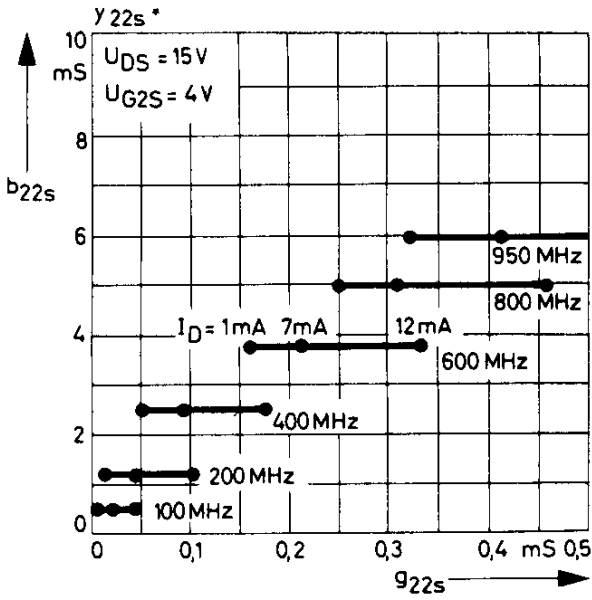
3. Impulsmäßig gemessen:  $t_p = 300 \mu s$ ,  $d \geq 2\%$ .

# BF905

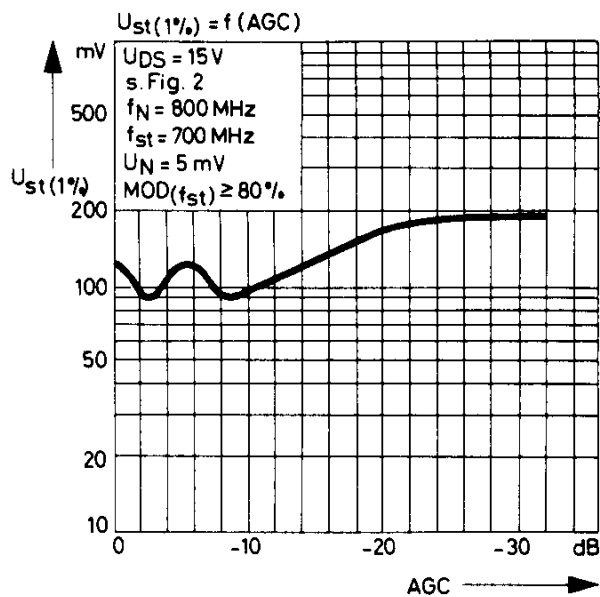
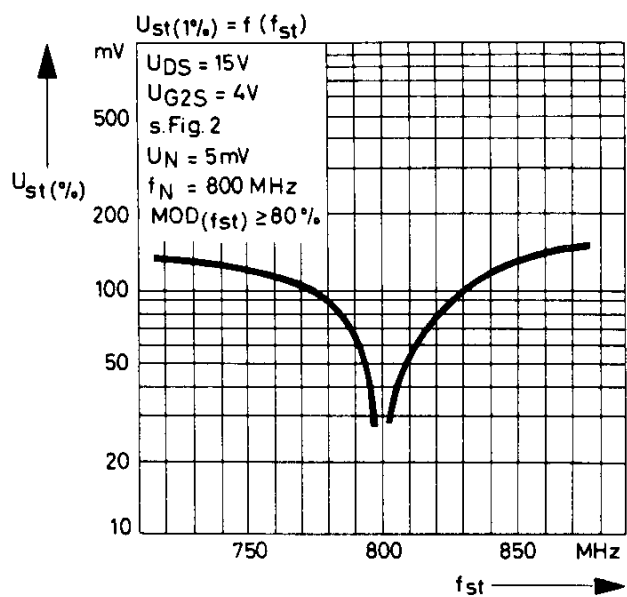
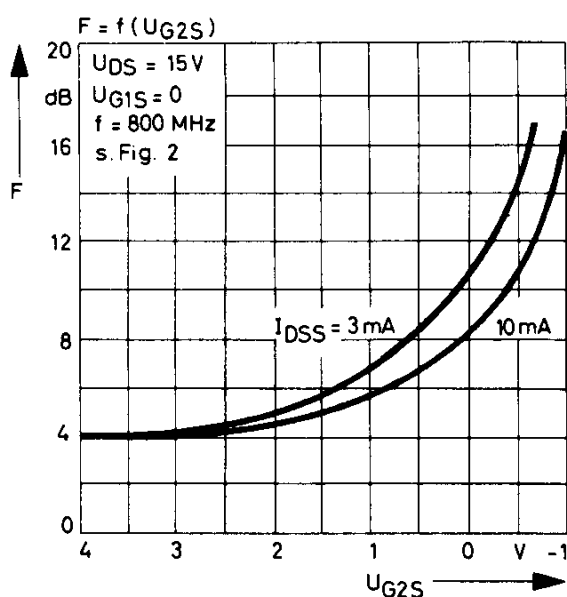
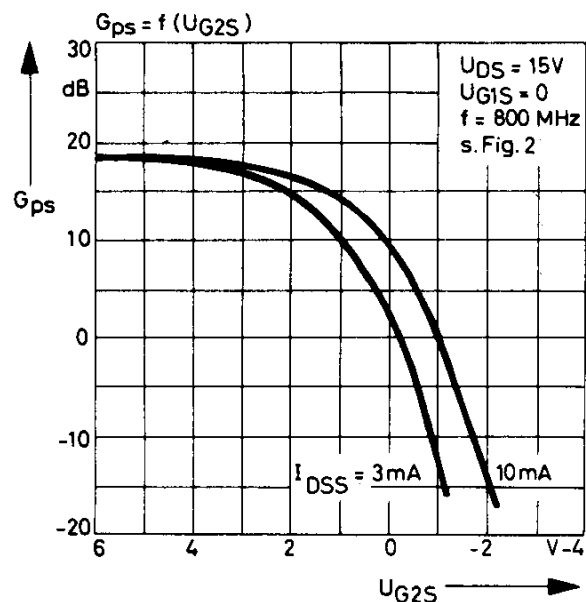
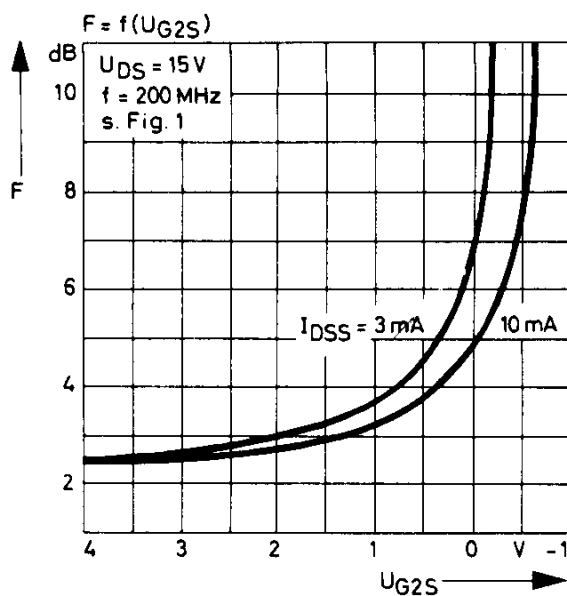
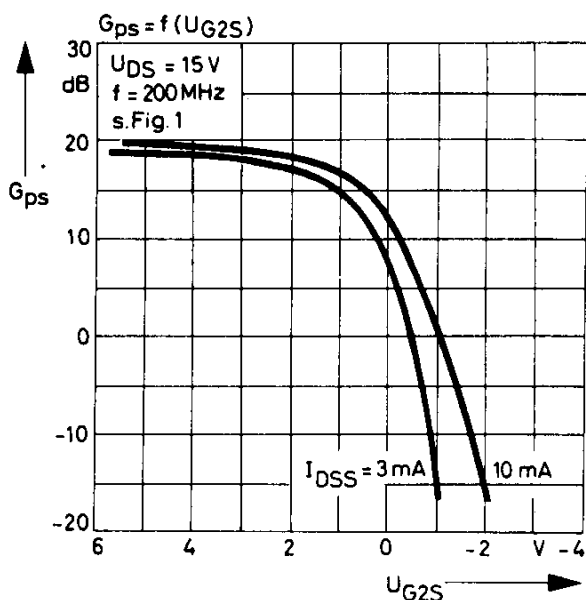


\* gemessen in 1,2 mm Abstand vom Gehäuse

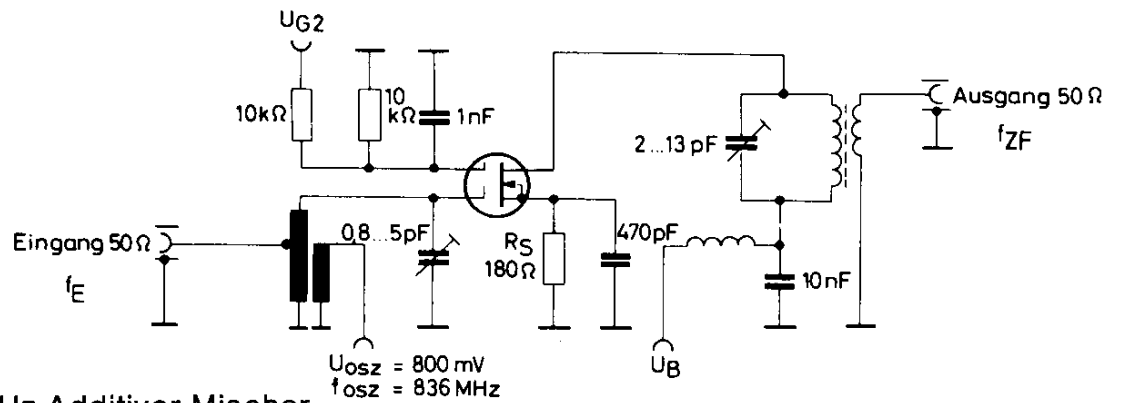
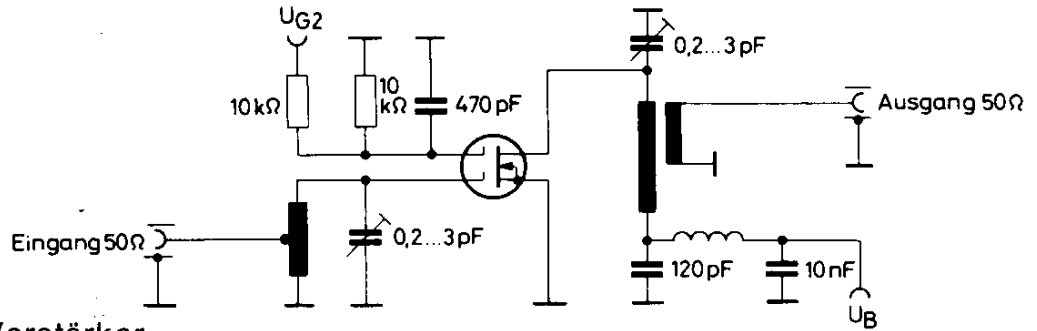
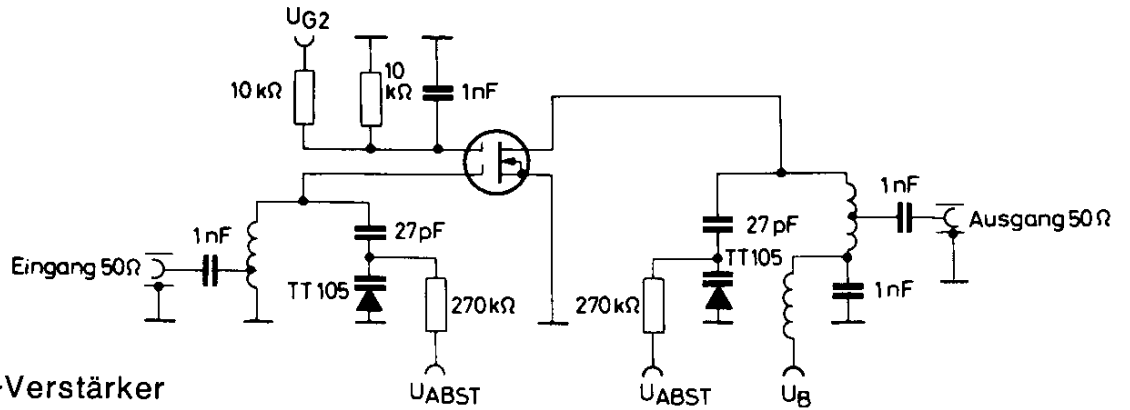
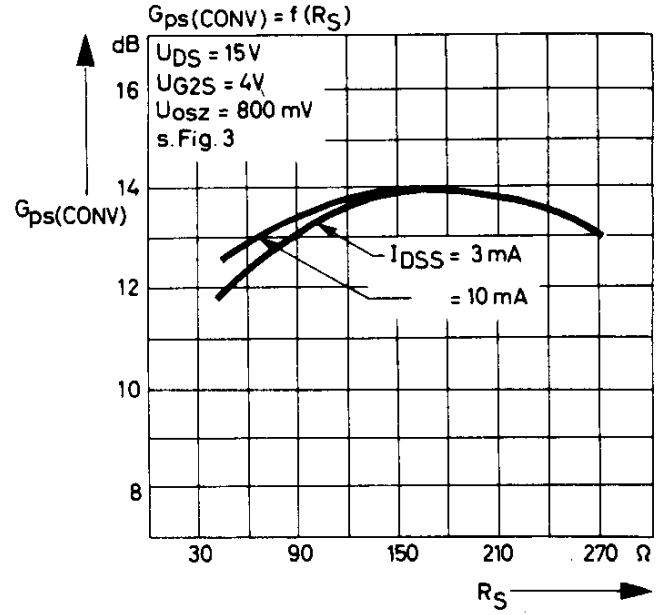
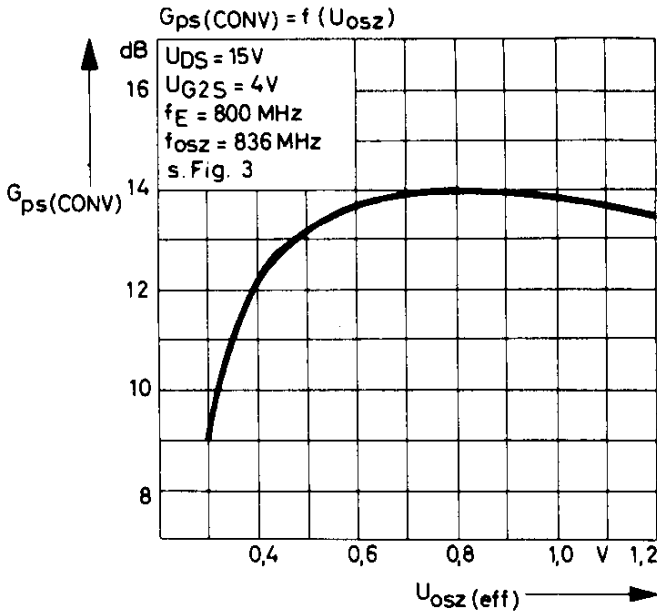
# BF905



**BF905**



# BF905





**N-Kanal-Silizium-Verarmungs-MOS-FET-Tetrode BF 907**

**Anwendung**

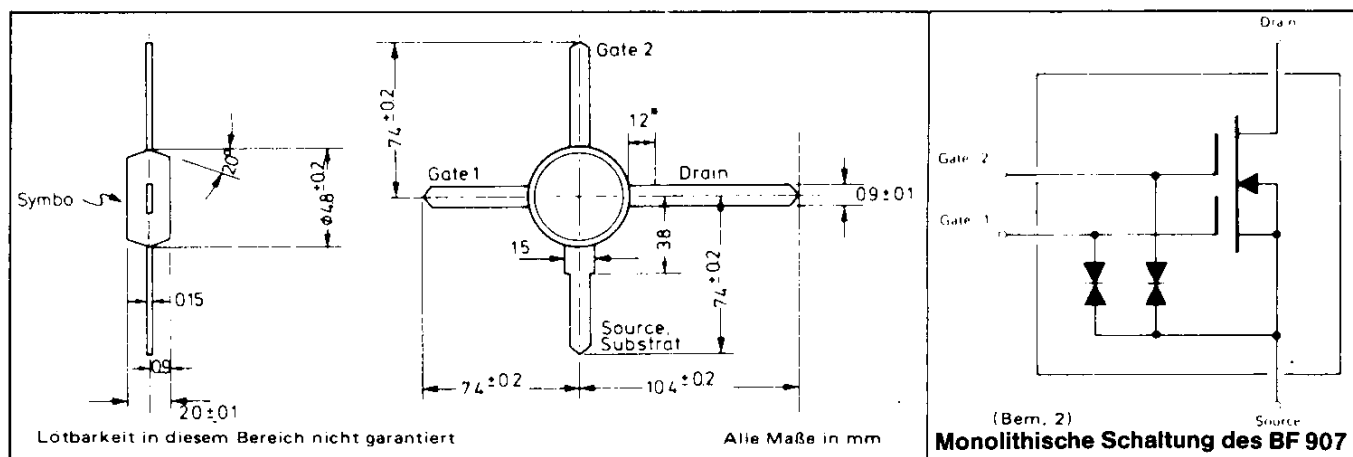
- UHF Verstärker und Mischer bis 1000 MHz
- Geeignet für geregelte UHF Verstärkerstufen in Source-Schaltung

**Technologie**

- Nitrid passivierter Kristall
- Ion Implantation
- Monolithische Gate Schutzdioden
- T-Pack Bauform mit geringen Kapazitäten und Induktivitäten

**Vorteile**

- Hohe Verstärkung typ. 20 dB/800 MHz
- Niedriges Rauschen typ. 2,8 dB/800 MHz



**Grenzdaten bei 25 °C Umgebungstemperatur (wenn nicht anders angegeben)**

Drain-Source-Spannung . . . . .	$U_{DS}$ . . . . .	20 V
Drain-Dauerstrom . . . . .	$I_D$ . . . . .	40 mA
Gate 1/Gate 2-Source Strom . . . . .	$\pm I_{G1S}/\pm I_{G2S}$ . . . . .	10 mA
Gesamtdauerverlustleistung bei (oder unter) 25 °C Umgebungstemperatur (Bem. 1) . . . . .	$P_{tot}$ . . . . .	250 mW
Lagertemperatur . . . . .	$t_{stg}$ . . . . .	-55 °C bis 150 °C
Drahttemperatur im Abstand von 1,5 mm vom Gehäuse für 10 s . . . . .		260 °C

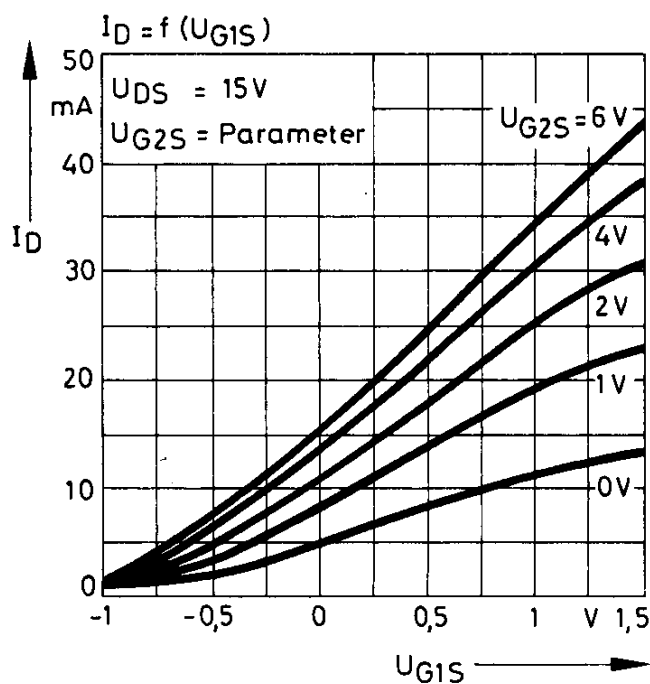
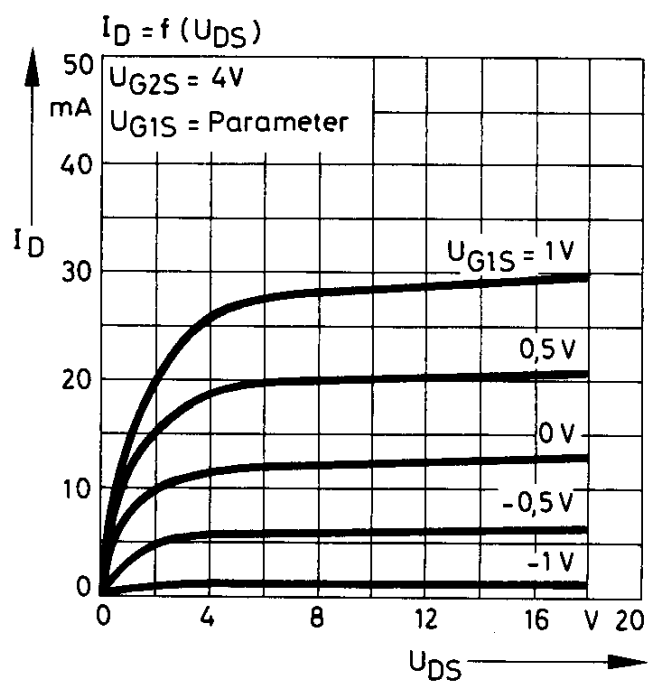
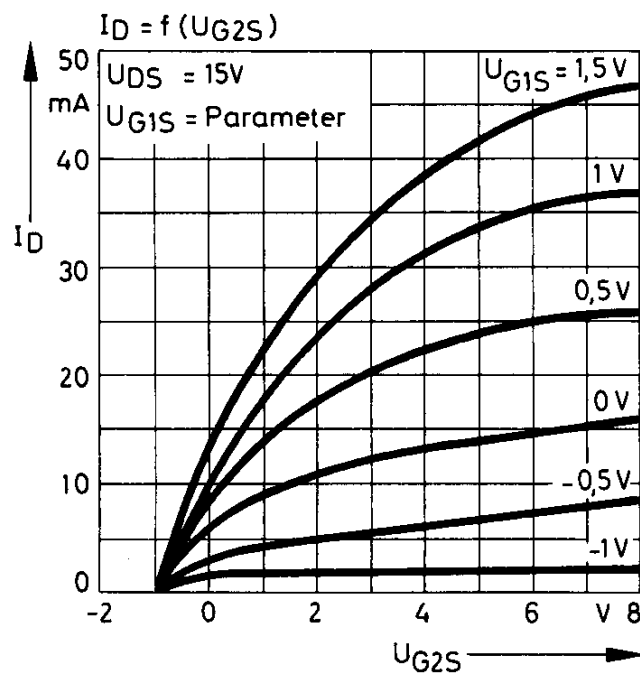
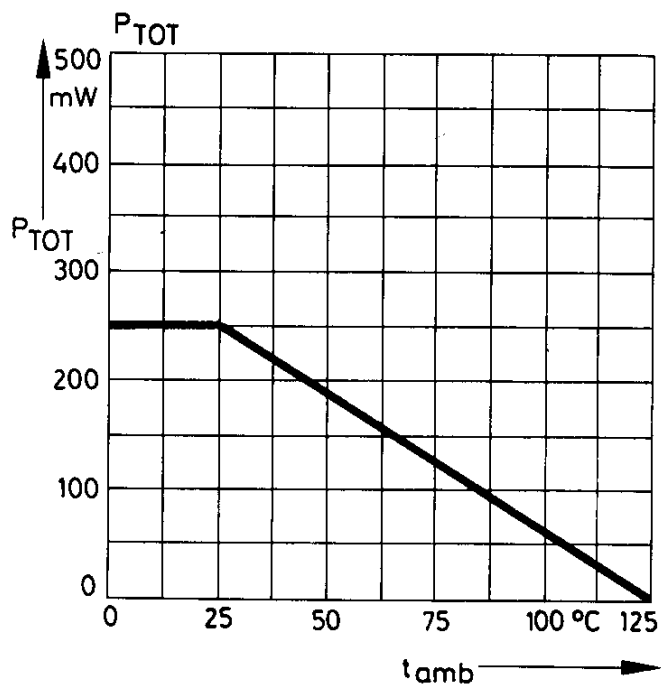
Bem.: 1. Fällt linear mit 2,5 mW/°C auf Umgebungstemperatur von 125 °C ab.

**BF 907****Elektrische Kenndaten bei 25 °C Umgebungstemperatur (wenn nicht anders angegeben)**

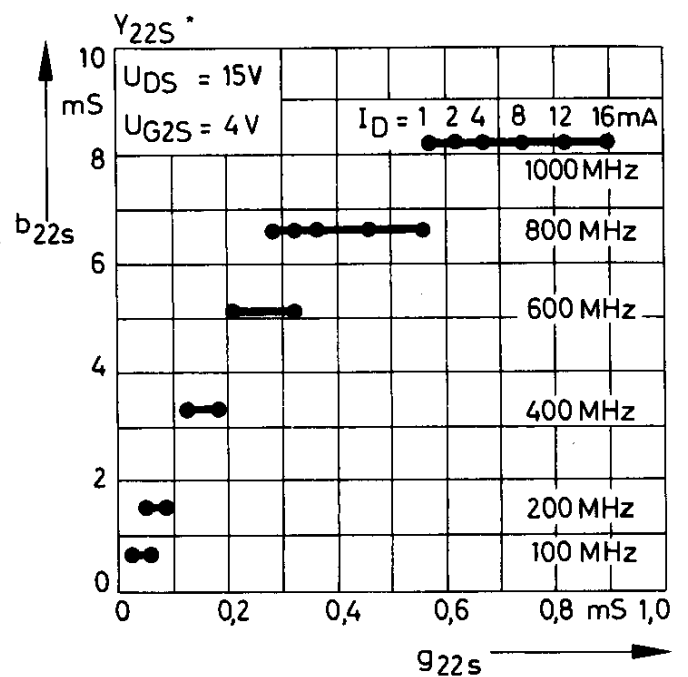
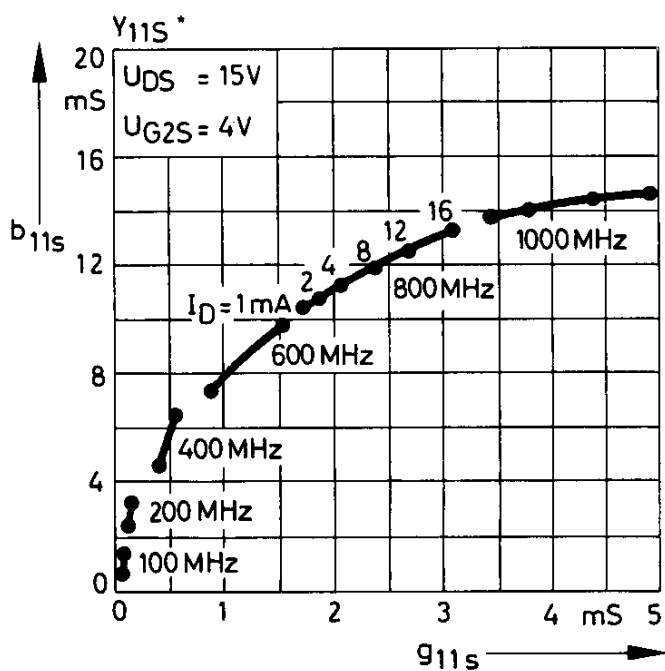
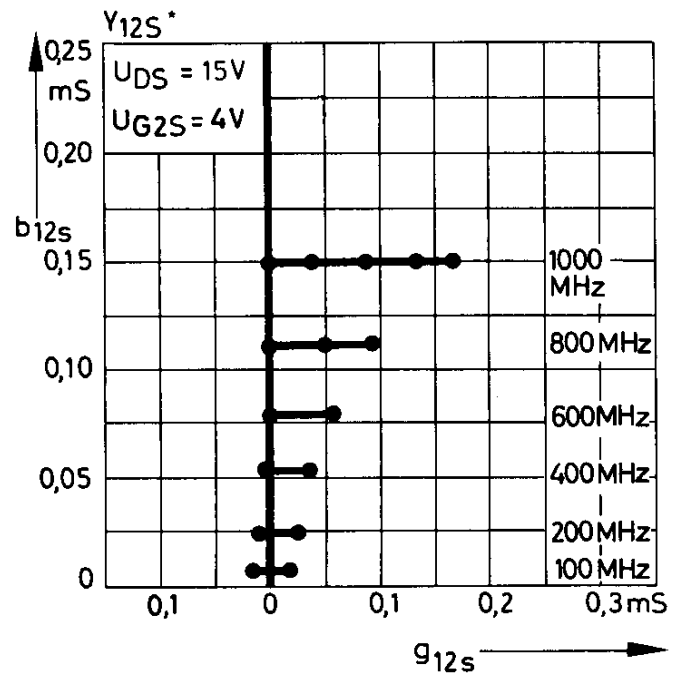
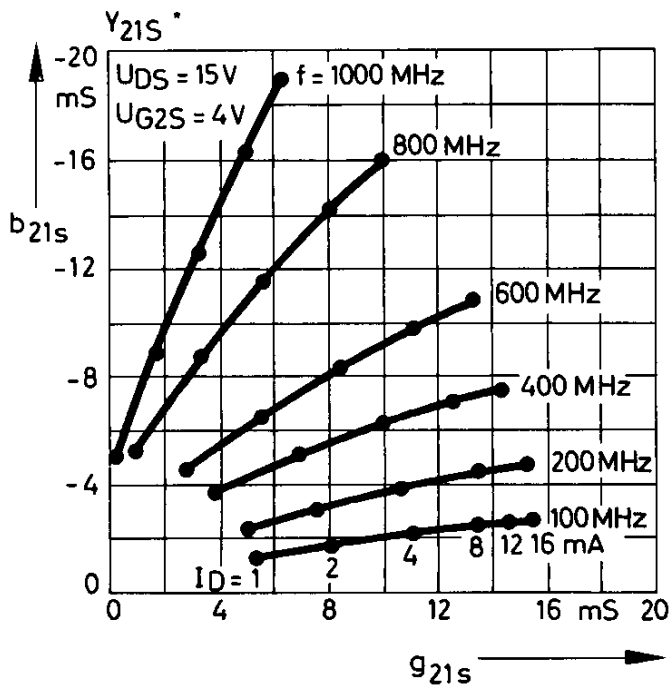
	Parameter	Prüfbedingungen	Min.	Typ.	Max.	Einh.
$U_{(BR)DS}$	Drain-Source Durchbruchspannung	$I_D = 10 \mu A$ $-U_{G1S} = -U_{G2S} = 4 V$	20			V
$\pm U_{(BR)G1SS}$	Gate 1-Source Durchbruchspannung (Bem. 2)	$\pm I_{G1} = 10 mA$ , $U_{G2S} = U_{DS} = 0$	8		30	V
$\pm U_{(BR)G2SS}$	Gate 2-Source Durchbruchspannung (Bem. 2)	$\pm I_{G2} = 10 mA$ , $U_{G1S} = U_{DS} = 0$	8		30	V
$\pm I_{G1SS}$	Gate 1-Source Reststrom	$\pm U_{G1S} = 5 V$ $U_{G2S} = U_{DS} = 0$				100 nA
$\pm I_{G2SS}$	Gate 2-Source Reststrom	$\pm U_{G2S} = 5 V$ , $U_{G1S} = U_{DS} = 0$				100 nA
$I_{DSS}$	Drainstrom (Bem. 3)	$U_{DS} = 15 V$ , $U_{G2S} = 4 V$	$U_{G1S} = 0$	5	20	mA
$-U_{G1S(off)}$	Gate 1-Source Abschnürspannung	$U_{DS} = 15 V$ , $I_D = 20 \mu A$	$U_{G2S} = 4 V$			3,5 V
$-U_{G2S(off)}$	Gate 2-Source Abschnürspannung	$U_{DS} = 15 V$ , $I_D = 20 \mu A$	$U_{G1S} = 0$ ,			3,0 V
$ Y_{21s} $	Vorwärts-Steilheit	$U_{DS} = 15 V$ , $I_D = 8 mA$ ,	$U_{G2S} = 4 V$ , $f = 1 kHz$	12	14	mS
$C_{12SS}$	Rückwirkungskapazität	$U_{DS} = 15 V$ , $I_D = 8 mA$ ,	$U_{G2S} = 4 V$ $f = 1 MHz$	0,02		pF
$G_{ps}$	Leistungsverstärkung (Abb. 1)	$U_{DS} = 15 V$ , $B = 20 MHz$ ,	$U_{G2S} = 4 V$ $f = 800 MHz$	16	20	dB
F	Rauschzahl	$U_{DS} = 15 V$ , $f = 800 MHz$ $g_G = 3 mS$ ,	$U_{G2S} = 4 V$ $U_{G1S} = 0$ $b_G = 5 mS$	2,8	5	dB
$\Delta G_{ps}$	Regelbereich (Abb. 1)	$U_{DS} = 15 V$ , $f = 800 MHz$ ,	$U_{G2Smax} = 4 V$ $U_{G2Smin} = -2 V$	40		dB

**Bemerkungen**

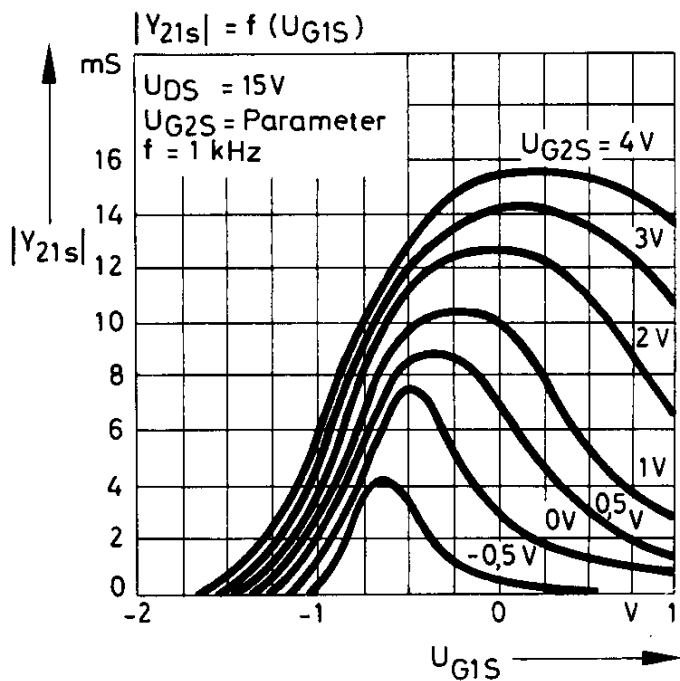
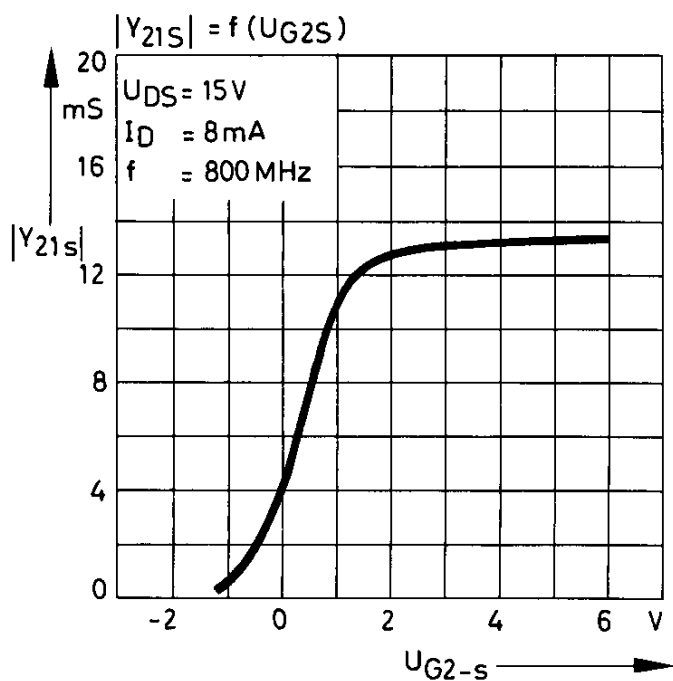
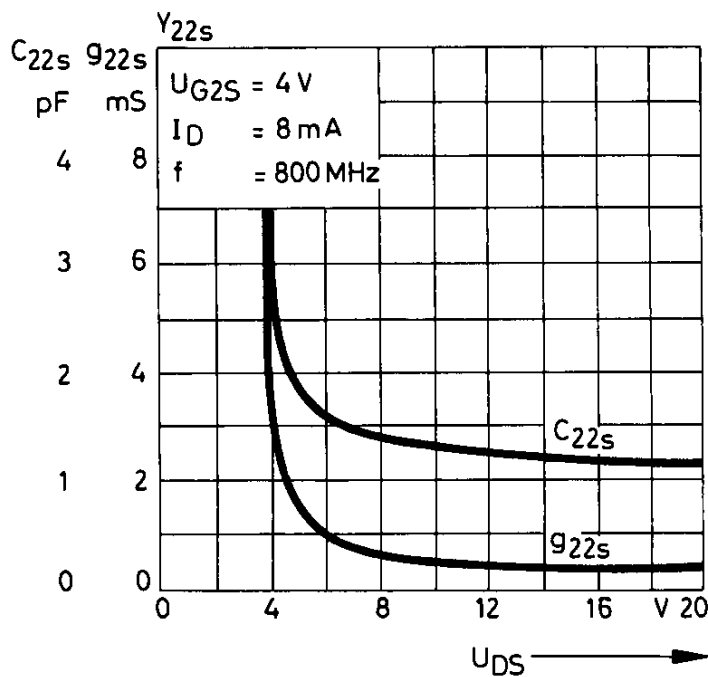
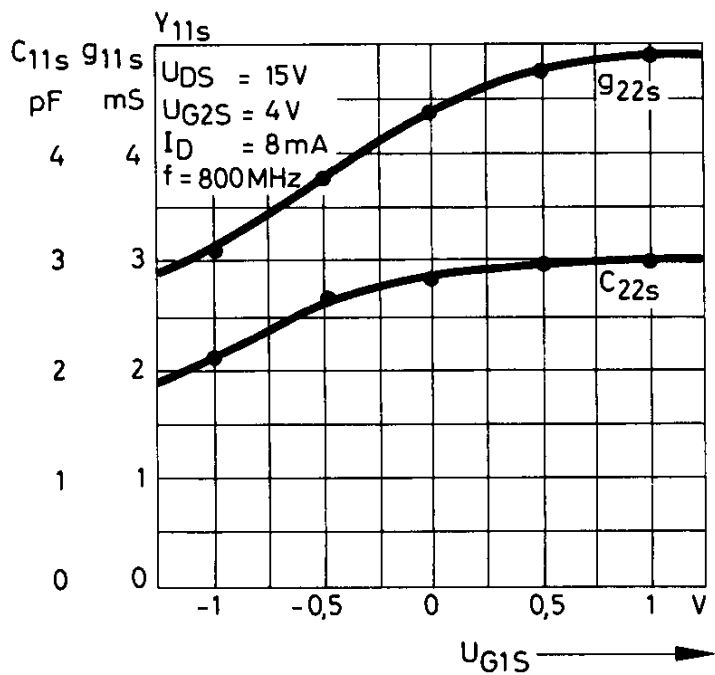
2. Alle Gate-Durchbruchspannungen gemessen bei maximal zugelassenem Strom der Schutzdioden. Dies garantiert eine richtige Funktion der Schutzdioden.
3. Impulsmäßig gemessen:  $t_p = 300 \mu s$ ,  $d = 2\%$ .



# BF 907



\* gemessen in 1,2 mm Abstand vom Gehäuse



# BF 907

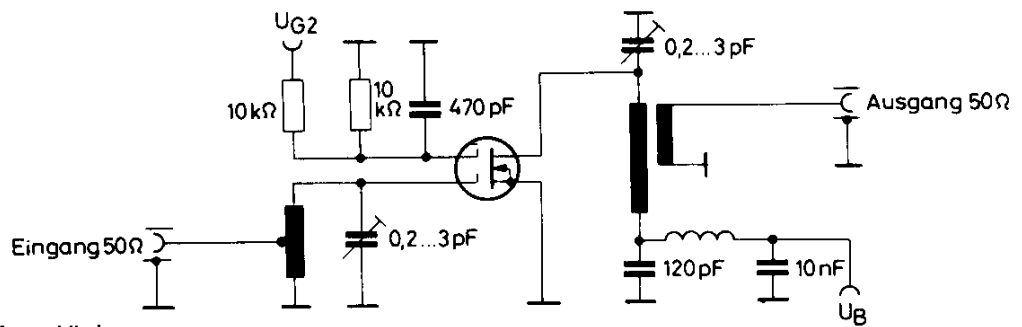
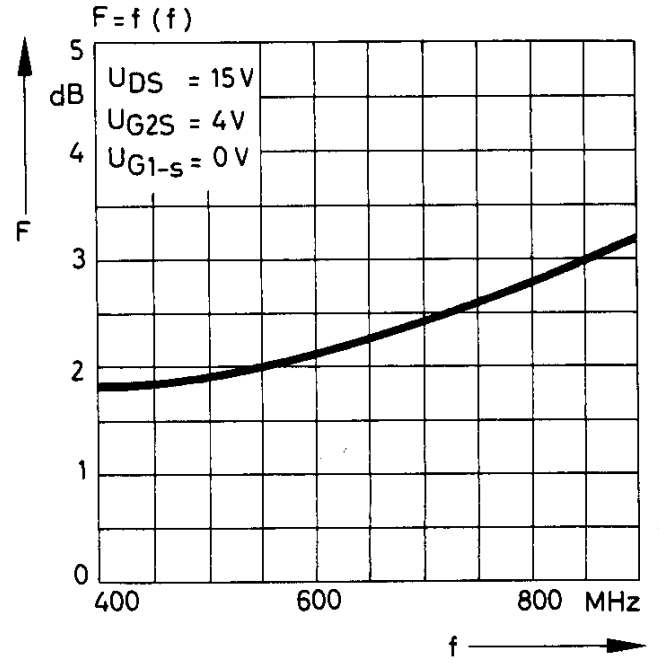
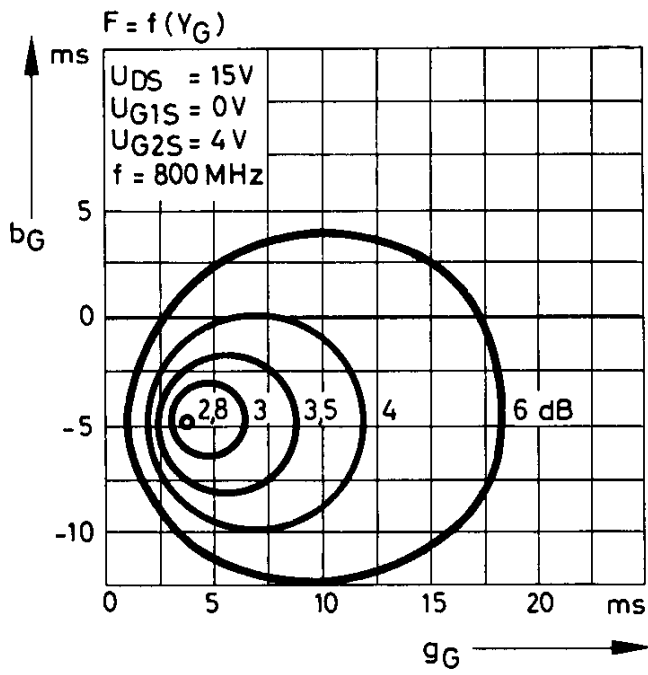


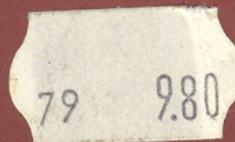
Abb. 1 800 MHz Verstärker

---

**TEXAS INSTRUMENTS**  
**Deutschland GmbH**



**LEARNING  
CENTER**



295/70809

ISBN 3-88078-030-7