

Bild 6.3.1: Schaltbild des Verstärker- ausgangs und zugehöriger Leiterplattenausschnitt

An Hand des Smith-Diagramms in Bild 6.3.2 ist ersichtlich, daß sich der $|r|$ -Kreis durch den Punkt $g_i = G_i \cdot Z_L$, $b = 0$ mit dem G-Kreis $g_2 = G_2 \cdot Z_L$ schneiden muß, damit eine Transformation mit vorliegender Schaltung überhaupt möglich ist. Man erhält g_i' durch Drehung von g_i um $180^\circ \hat{=} \lambda/4$. Rechnerisch heißt das (mit Gl. 3.2 für $l = \lambda/4$):

$$Z_i'/Z_L = Z_L/Z_i; 1/(G_i' \cdot Z_L) = G_i \cdot Z_L; 1/g_i' = g_i$$

(vergl. die g-Zahlenwerte im Smith-Diagramm!).

Die Schnittbedingung für die beiden Kreise lautet:

$$g_i' \geq g_2$$

Daraus leitet man ab: $1/(G_i' \cdot Z_L) > G_2 \cdot Z_L$

$$1/(G_i \cdot G_2) > Z_L^2$$

$$Z_L < \frac{1}{\sqrt{G_i \cdot G_2}} \Rightarrow Z_L < \sqrt{6} \cdot 10^2 \Omega \approx 240 \Omega$$

6.3. BERECHNUNG EINES EINSTUFIGEN ANTENNENVERSTÄRKERS FÜR DAS 70-cm-BAND

6.3.1. DIE AUSGANGSANPASSUNG

Der Ausgang der Transistorstufe mit den Werten $G_i = 1 \text{ mS}$, $C_i = 2 \text{ pF}$, bei $\lambda_r = 69,1 \text{ cm}$, ist an eine reelle Last von $1/G_2 = 60 \Omega$ anzupassen. Die Transformation soll nach Bild 6.3.1 vorgenommen werden. Über ein Leitungsstück mit $Z_L = 60 \Omega$ ($w/h = 1,25$; $w = 1,88 \text{ mm}$) ist die Last galvanisch an einen kurzgeschlossenen Leitungskreis gekoppelt. Zu bestimmen sind die Längen l_1 , l_2 und der Wellenwiderstand des Leitungskreises bei gegebenem Lastleitwert G_2 , und Innenleitwert $Y_i = G_i + jB_i$. Da der Transformationsweg vorgeschrieben ist, ergibt sich ein fester Zusammenhang zwischen l_1 und l_2 , der nur noch von Z_L abhängig ist. Um Zahlenwerte zu erhalten, muß also Z_L gewählt werden.

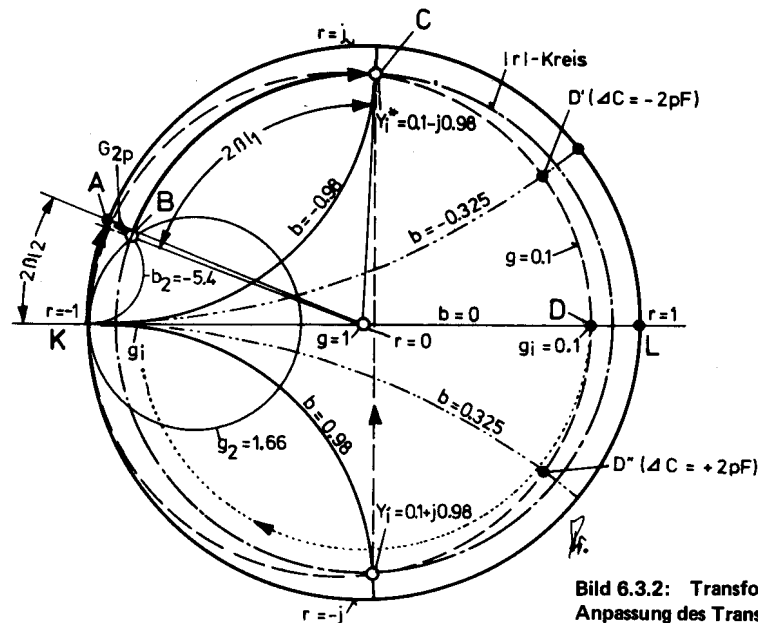


Bild 6.3.2: Transformationsweg für die Anpassung des Transistorausgangs an 60 Ohm

Der beste ganzzahlige Wert, der die Bedingung erfüllt und mit dem es sich glatt rechnen läßt, ist $Z_L = 100 \Omega$, ($w/h = 0,4$; $w = 0,6 \text{ mm}$); $\lambda_{\text{Str.L}} = 0,635 \cdot \lambda_0$.
Werte:

$$G_2 = 1/60 \Omega = 16,6 \text{ mS}; g_2 = G_2 \cdot Z_L = 1,66$$

$$G_1 = 1 \text{ mS}; g_1 = G_1 \cdot Z_L = 0,1$$

C_{Tr} ist die mittlere Kapazität des Trimmkondensators:

$$C_{\text{Tr}} \pm \Delta C = 4 \text{ pF} \pm 2 \text{ pF}$$

$$B_i = \omega(C_i + C_{\text{Tr}}) = 16,38 \text{ mS} \pm 5,5 \text{ mS}$$

$$b_i = B_i \cdot Z_L = 0,98 \pm 0,325$$

$$y_i = g_i + jb_i$$

Anpassung ist gewährleistet, wenn gilt: $Y_a = Y_i^*$; $Y_i^* = G_i - jB_i$

d.h. 1) $G_a = G_i$ 2) $B_a = -B_i$

Im Smith-Diagramm wird zunächst der Punkt Y_i gesucht, dann Y_i^* durch Spiegelung an der reellen Achse gewonnen. Damit liegt der Endpunkt der Transformation (C) fest, von dem aus die Transformation rückwärts abgewickelt wird:

Ein Leitungsstück der Länge l_1 ($= \lambda \cdot 0,1$; $l_1 = 4,4 \text{ cm}$) dreht um den Winkel $2\beta l_1$ von Ebene B aus nach C. In B ist $G_2 \cdot Z_L$ konstant, d.h. B ist der Schnittpunkt des $|r|$ -Kreises durch Y_i^* mit dem G_2 -Kreis. $B: 1,66 - j 5,4$

G_2 entfernen, d.h. zum Kreis $g = 1,66 - 1,66 = 0$ gehen. Das ist der Schnittpunkt A von g -Kreis $g = 0$ (Umfangskreis des S.D.) mit dem b -Kreis durch B ($b = -5,4$). Abgelesen wird A: $0 - j 5,4$.

Das Leitungsstück l_2/λ transformiert vom Kurzschluß K bis zum Punkt A. ($l_2 = \lambda \cdot 0,029$; $l_2 = 1,27 \text{ cm}$)

Zum Abschluß nochmals der Transformationsweg in Vorwärtsrichtung:

Ebenen	Schaltungsart	Transformation auf Kreis...
K → A	Leitung l_2	$ r = 1$
A → B	Parallelschalten von G_2	b -Kreis ($b = -5,4$) bis $g = 1,66$
B → C	Leitung l_1	$ r < 1$
C → D	Parallelschalten von $C_i + C_{\text{Tr}}$	g -Kreis ($g = 0,1$) bis $b = 0 \pm 0,325$

Bei Kapazitätsvariationen von $\pm 2 \text{ pF}$ lassen sich die Punkte C, D' und D'' einstellen. Die Kapazitätsänderung ist groß genug, um im Bereich von 430 bis 440 MHz Anpassung zu erzielen.

6.3.2. DIE EINGANGSSCHALTUNG

Gesucht wird ein möglichst einfaches, verlustarmes Transformationsnetzwerk zwischen Antennenbuchse ($Z_E = 60 \Omega$) und dem Eingangsleitwert eines AF 239. Kenndaten des Transistors AF 239 bei 450 MHz:

$U_{\text{CB}} = -12 \text{ V}$; $I_{\text{C}} = -2 \text{ mA}$ in Basisschaltung.

$Y_{11} \approx 10 \text{ mS} - j 30 \text{ mS}$, gemessen 5 mm unter Gehäuseboden.

Wählt man $Z_L = 60 \Omega$, erhält man die normierten Werte: $g_E = G_E \cdot Z_L = 1$;

$g_{11} = G_{11} \cdot Z_L = 0,6$; $b_{11} = B_{11} \cdot Z_L = -1,8 \rightarrow$ Punkt A

Um von $Y_{11} \cdot Z_L$ im Smith-Diagramm nach dem Anpaßpunkt zu gelangen, gibt es (theoretisch ∞) viele Lösungen. Die kürzesten Wege liefern drei Schaltungen mit je zwei Blindelementen bzw. einer Leitung. Sie sind in Bild 6.3.3. mit ihrem Transformationsdiagramm dargestellt. Bei allen drei Schaltungen ist es zwecks Abgleichmöglichkeit empfehlenswert, die Kapazitäten als Trimmer auszuführen. Für die Realisierung der Parallelkapazität bietet sich darüber hinaus noch die Möglichkeit einer Stichleitung an, die auch zur Gleichspannungszuführung dienen kann. Die Serienkapazitäten dienen auch weiterhin als Trennung des Transistor-Gleichstromkreises von der Eingangsbuchse.

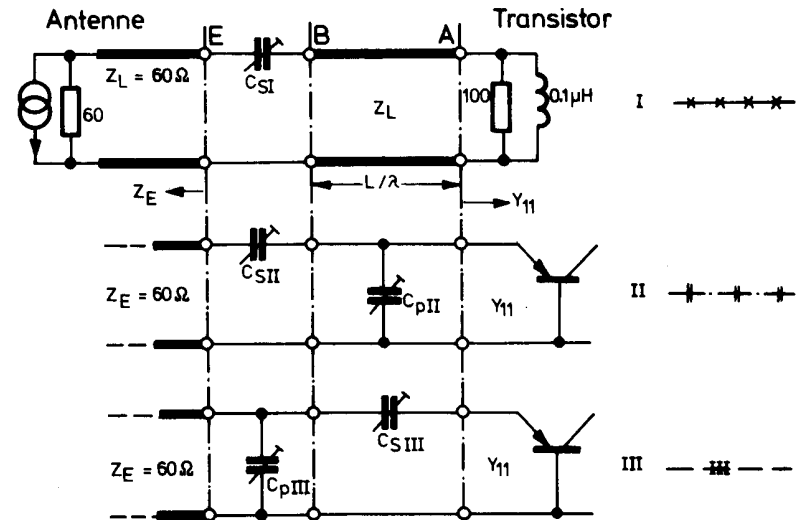
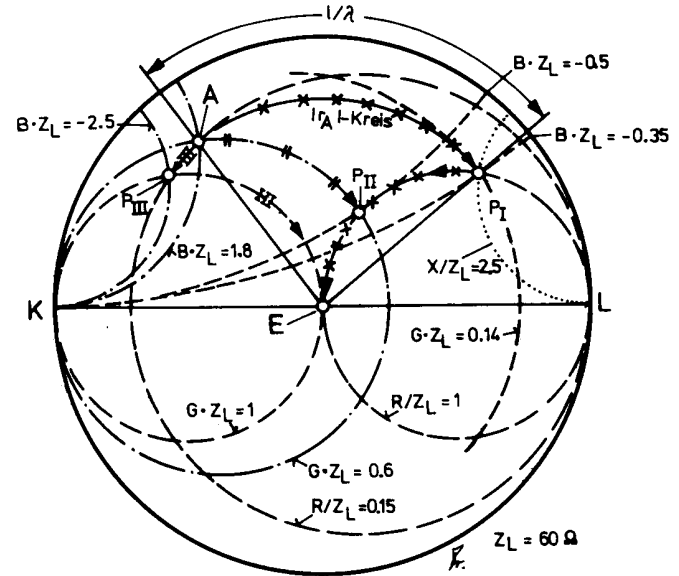


Bild 6.3.3: Drei Transformationschaltungen zur Anpassung der Antenne an den Verstärkereingang

Beschreibung der ausgewählten Lösungswege mit Wertetabelle für Bild 6.3.3.

Schaltung Schritt	von	Transformation auf Kreis...	bis Punkt	Y-Koordin.	Z-Koordin.	Bogenlänge l/λ
I	1	A $ r = \text{konst.}$	P_I	$0,14 - j 0,35$	$1 + j 2,5$	0,123
	2	P_I $R/Z_L = 1$	E	$1 + j 0$	$1 + j 0$	
II	1	A $g_{11} = \text{konst.} = 0,6$	P_{II}	$0,6 - j 0,5$	$1 + j 0,8$	
	2	P_{II} $R/Z_L = 1$	E	$1 + j 0$	$1 + j 0$	
III	1	A $R/Z_L = 0,15$	P_{III}	$1 - j 2,5$	$0,15 + j 0,35$	
	2	P_{III} $g_E = \text{konst.} = 1$	E	$1 + j 0$	$1 + j 0$	
			A	$0,6 - j 1,8$	$0,15 + j 0,475$	

An dieser Stelle soll noch erwähnt werden, wie man zu den Z-Koordinaten eines Punktes gelangt, wenn man im Y-Diagramm arbeitet und kein neues Blatt verwenden will. Durch Drehung jedes Diagrammpunktes um 180° um den Mittelpunkt $r = 0$ gehen die Koordinaten $Y \cdot Z_L$ in Z/Z_L über.

Man zeichnet mit Zirkel und Lineal den spiegelbildlich zum Mittelpunkt gelegenen Hilfspunkt, liest dessen Koordinaten ab und notiert sie. (Vorzeichenumkehr beim Blindanteil beachten!) Anschließend führt man den Transformationsweg in der ursprünglichen Halbebene fort.

Auswertung von Bild 6.3.3: $Z_L = 60 \Omega$, $\lambda_0 = 69,1 \text{ cm}$

Schaltung I: $l/\lambda_{\text{Str.L}} = 0,123$; $w/h = 1,25$, $w = 1,88 \text{ mm}$; $\lambda_{\text{Str.L}}/\lambda_0 = 0,595$

$$\lambda_{\text{Str.L}} = 41,1 \text{ cm}; l = 5,05 \text{ cm}$$

$$\frac{X_{CS}}{Z_L} = \frac{X_{PI}}{Z_L} - \frac{X_E}{Z_L} = 2,5; X_{CS} = 2,5 \cdot Z_L = 150 \Omega$$

$$X_{CS} = \frac{1}{\omega C_s} \quad C_s = 2,5 \text{ pF}$$

Schaltung II:

$$b_{cp} = b_{pII} - b_A = -0,5 - (-1,8) = 1,3 \quad X_{CS}/Z_L = X_{pII}/Z_L - X_E/Z_L = 0,8$$

$$b_{cp} = B_{cp} \cdot Z_L = \omega C_{pII} \quad X_{CS} = 0,8 \cdot Z_L = 48 \Omega$$

$$\omega C_{pII} = 1,3/Z_L = 1/46 \Omega \quad X_{CS} = 1/\omega C_{sII}$$

$$C_{pII} = 8 \text{ pF} \quad C_{sII} = 7,7 \text{ pF}$$

Schaltung III.

$$X_{CS \text{ III}}/Z_L = X_A/Z_L - X_{P \text{ III}}/Z_L \quad b_{cp \text{ III}} = b_E - b_{P \text{ III}} = 2,5$$

$$X_{CS \text{ III}}/Z_L = 0,475 - 0,35 = 0,125 \quad \omega C_{p \text{ III}} = 2,5/Z_L = 1/24 \Omega$$

$$X_{CS \text{ III}} = 0,125 \cdot Z_L = 7,5 \Omega; C_{s \text{ III}} = 49 \text{ pF} \quad C_{p \text{ III}} = 14,5 \text{ pF}$$

6.3.3. REALISIERUNG DER SCHALTUNGEN

Schaltung I ist günstiger für Verstärker bei höheren Frequenzen als 1 GHz, da die Länge $l = 5,0 \text{ cm}$ bei $f = 434 \text{ MHz}$ als Mikrostrip konstruktiv schlecht unterzubringen ist. Wollte man in Schaltung II die Parallelkapazität durch eine Stichelung realisieren, dann ergeben sich ebenfalls unhandliche Längen (Tabelle 3). Schaltung II und III sind gleich gut mit Trimmern aufzubauen. Die Längskapazitäten dienen der Spannungsabtrennung zwischen Eingang und Emitter.

Tabelle 3: Realisierung der Parallelkapazität C_{pII} durch eine Stichelung

Z_L	$\lambda_{\text{Str.L}}$	w	C_p	$b_{cp} = B_{cp} \cdot Z_L$	$l/\lambda_{\text{Str.L}}$	l
60 Ω	40 cm	1,88 mm	8 pF	1,3	0,413	16,5 cm
12 Ω	36,6 cm	15 mm	8 pF	0,26	0,29	10,6 cm

Zur praktischen Überprüfung der vorstehenden Rechenergebnisse wurde eine Leiterplatte für den Verstärker entworfen. Sie enthält im Eingang die Schaltung II. Konstruktive Besonderheiten sind die scheibenförmigen Abblock-Kondensatoren ohne Anschlußdrähte für Basis- und Emitterzuleitung. Der Mindestabstand $a \geq 5w$ der oberen Masseflächen, ist eingehalten. Im Betrieb hat es sich gezeigt, daß diese Masseflächen an mehreren Stellen durchkontaktiert sein müssen, um "heiße" Stellen zu vermeiden (Darstellung durch Punkte in Bild 6.3.4). Angeschlossen wird der Verstärker über Koaxkabel, wobei der Mantel direkt unter der Streifenleitung auf den Massebelag gelötet wird. Die Werte der Bauelemente sind in der Stückliste zusammengefaßt. Die Anschlußdrähte des Transistors müssen auf ca. 6 mm Länge gekürzt und 1 mm abgewinkelt werden, so daß noch 5 mm unter dem Gehäuseboden als wirksame Länge nach dem Einlöten von der Leiterseite her bleiben. Die Widerstände und der Kondensator C_6 werden von der Masseseite her durchgesteckt. Die Betriebsspannung für den Verstärker ist 12 V. Mit den angegebenen Werten stellt sich am Emitter 10,6 V, an der Basis 10,3 V ein (gemessen mit Transistorvoltmeter gegen Masse).

Meßergebnisse: Mittenfrequenz 435 MHz
 Verstärkung 15 dB
 Bandbreite 37 MHz
 Betriebsgüte $Q_B = \frac{\omega r}{\Delta \omega} = 11,7$

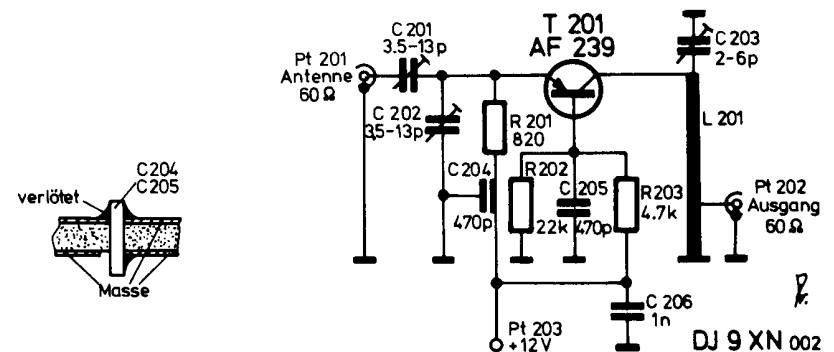


Bild 6.3.4: Schaltbild des 70-cm-Vorverstärkers

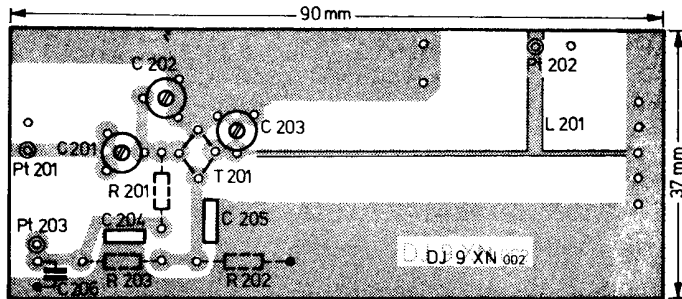


Bild 6.3.5: Leiterplatte und Bestückungsplan des Vorverstärkers

Stückliste: T 1: AF 239 (S)

C 1: 3, 5/13 pF) Trimmer z. B. Stettner

C 2: 3, 5/13 pF) 5 S-Triko 03-3, 5/10 pF

C 3: 2 / 6 pF) 5 S-Triko 03-2, 5/ 5 pF

C 4: 470 pF) Scheibenkondensator

C 5: 470 pF) z. B. Stettner SEEK 5

C 6: 1 nF) 470 pF ohne Anschlußdrähte

R 1: 820 Ω; R 2: 22 kΩ; R 3: 4, 7 kΩ