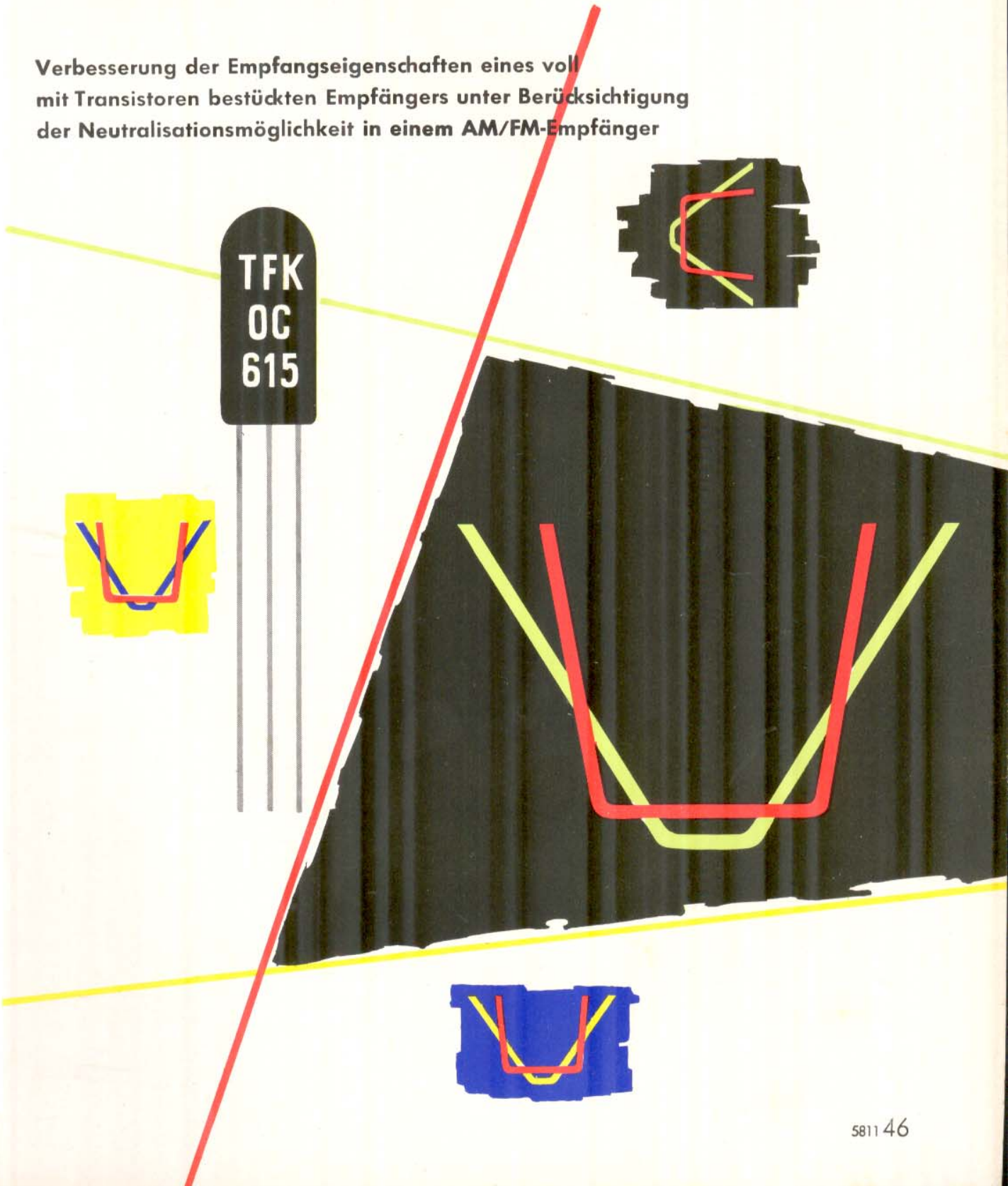


TELEFUNKEN



RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN

Verbesserung der Empfangseigenschaften eines voll
mit Transistoren bestückten Empfängers unter Berücksichtigung
der Neutralisationsmöglichkeit in einem AM/FM-Empfänger



Übersicht über die bisher herausgegebenen Telefunken-Röhrenmitteilungen für die Industrie gibt Ihnen das regelmäßig zum Ende eines jeden Vierteljahres erscheinende Inhaltsverzeichnis. Alle darin genannten Mitteilungen können jederzeit vom technischen Kundendienst der TELEFUNKEN GmbH., Röhrenvertrieb Ulm-Donau, Söflinger Str. 100, nachgefordert werden.

Diese Mitteilung dient nur zu Ihrer Information. Nachdruck (auch auszugsweise) bedarf unserer Zustimmung. Lizenz- und Schutzrechtsfragen liegen außerhalb dieser techn. Information.



VERBESSERUNG DER EMPFANGSEIGENSCHAFTEN EINES VOLL MIT TRANSISTOREN BESTÜCKTEN EMPFÄNGERS UNTER BERÜCKSICHTIGUNG DER NEUTRALISATIONSMÖGLICHKEIT IN EINEM AM/FM-EMPFÄNGER

1. EINLEITUNG

Die Empfangseigenschaften eines volltransistorierten FM-Empfängers sind in der Röhrenmitteilung Nr. 580 336, Blatt 2, zusammengefaßt. Der UKW-Teil zeichnet sich durch hohe Verstärkung, guten Rauschabstand und sehr gute Begrenzeigenschaften aus. Jedoch reicht die 300-kHz-Selektion, die mit 1 : 10 bis zum Eingang der Treiberstufe angegeben ist, nicht in allen Fällen aus.

In folgenden Ausführungen wird ein Weg gezeigt, wie ohne Mehraufwand an Schaltmitteln, Filtern oder Transistoren eine merkliche Verbesserung der 300-kHz-Selektion - 1 : 70 - erzielt wird. Bekanntlich wurde in der Röhrenmitteilung Nr. 580 336 vorgeschlagen, die Transistoren OC 614 im FM/ZF-Verstärker in Basisschaltung zu betreiben, weil

1. die Streuung des Eingangswiderstandes in Basisschaltung wesentlich geringer und
2. bei gleicher Stufenspannungsverstärkung der Schwingsicherheitsfaktor γ in Basisschaltung fünfmal größer als in Emitterschaltung ist.

Die nunmehr vorliegenden Untersuchungen haben jedoch gezeigt, daß bei gleicher Spannungsver-

stärkung je ZF-Stufe und gleicher Kollektorkreisimpedanz wie in Basisschaltung die Emitterschaltung eine beträchtliche Selektionssteigerung zuläßt, wenn man den Eingangswiderstand fehlanpaßt; d.h., wenn man den nachfolgenden Transistor sehr lose ankoppelt. Durch diese Fehlanpassung kann, wie nachstehendes Beispiel zeigt, der Einfluß der Streuung des Eingangswiderstandes von $+100\%$ bis -50% so weit reduziert werden, daß diese, bezogen auf die Schaltung, nur ca. $\pm 5\%$ beträgt. Dabei wurde selbstverständlich die Forderung eingehalten, daß die Stufenspannungsverstärkung in der vorgeschlagenen Schaltung der der Basisschaltung gleich ist. Die Rückwirkung des Transistors ist hierbei noch gut zu beherrschen, da die Schaltung auch bei Verstärken der Bandfilter und bei Fehlneutralisation von 25% noch eine zweifache Schwingsicherheit hat.

Ferner wird eine Schaltung für kombinierte AM/FM-Empfänger angegeben, die es gestattet, den Transistor im ZF-Verstärker für beide Zwischenfrequenzen in Emitterschaltung zu betreiben, ohne daß eine gegenseitige Beeinflussung der Stufenneutralisation für AM- und FM-Zwischenfrequenz eintritt. Eine Umschaltung oder ein Mehraufwand an Schaltelementen ist hierzu nicht erforderlich.

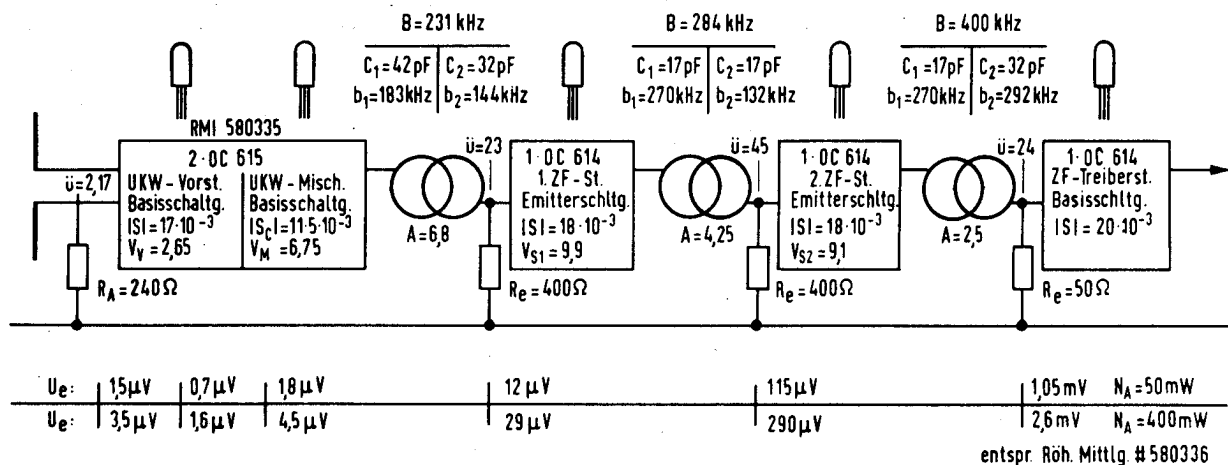


Bild 1

2. PEGELDIAGRAMM UND STUFENVERSTÄRKUNG

Die Ergebnisse der vorgeschlagenen Schaltung sind im Pegeldiagramm, Bild 1, zusammengefaßt. Dieses zeigt die Anordnung der Filter und den Spannungspegel der einzelnen Stufen. Die Eingangswiderstände, die Schaltungsart und die Steilheit der Transistoren OC 615 und OC 614 im Arbeitspunkt sowie die Bestimmungsgrößen der Bandfilter C_1 , b_1 , C_2 , b_2 und das gewählte Übersetzungsverhältnis \bar{u} des Sekundärkreises zur Steuerelektrode sind angeschrieben. Der Faktor A gibt die Abschwächung je Stufe für eine Verstärkung von 300 kHz von Bandmitte an.

Mit den in Bild 1 angegebenen Werten und einer gegebenen Leerlaufbandbreite der Kreise $b_0 = 120$ kHz errechnen sich die Verstärkungen der einzelnen Stufen bei kritischer Kopplung der Kreise zu

$$V_s \approx |S| \cdot 0,5 \sqrt{\frac{R_e}{2\pi C_1 b_1} \left(1 - \frac{b_{02}}{b_2}\right)} \quad (1)$$

wobei

$$b_2 = b_0 + b' = b_0 + \frac{1}{\bar{u}^2 \cdot 2\pi C_2 \cdot R_e} \quad (2)$$

und die Bandbreite der Filter bei kritischer Kopplung ist:

$$B = \frac{b_1 + b_2}{\sqrt{2}} \quad (3)$$

2.1. Mischstufe

Mit den Werten:

Betrag der Mischsteilheit im Arbeitspunkt $I_E = 0,9$ mA	$S_c = 11,5$	mA/V
Primärkreis Kapazität	$C_1 = 42$	pF
Primäre Betriebsbandbreite	$b_1 = 183$	kHz
	$b_1 = b_0 + \frac{1}{2\pi C_1 \cdot R_i} [10,7 \text{ MHz}]$	
Sekundärkreis Kapazität	$C_2 = 32$	pF
Übersetzungsverhältnis	$\bar{u} = 23$	
Nomineller Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe im Arbeitspunkt	$R_e = 400$	Ω
Sekundäre Betriebsbandbreite nach Gl.(2)	$b_2 = 144$	kHz
Mischstufenverstärkung nach Gl.(1)	$V_{SM} = 6,75$	fach
Filterbandbreite nach Gl.(3)	$B_M = 231$	kHz

2.2. Erste ZF-Verstärkerstufe

Mit den Werten:

Betrag der Steilheit im Arbeitspunkt $I_E = 0,5$ mA	$S = 18$	mA/V
Primärkreis Kapazität	$C_1 = 17$	pF
Primärbetriebsbandbreite mit 240 Ω Kollektorlängswiderstand	$b_1 = 270$	kHz
Sekundärkreis Kapazität	$C_2 = 17$	pF
Übersetzungsverhältnis	$\bar{u} = 45$	
Nomineller Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe im Arbeitspunkt	$R_e = 400$	Ω
Sekundäre Betriebsbandbreite nach Gl.(2)	$b_2 = 131,5$	kHz
Stufenverstärkung nach Gl.(1)	$V_{S1} = 9,9$	fach
Filterbandbreite nach Gl.(3)	$B_1 = 284$	kHz

2.3. Zweite ZF-Verstärkerstufe

Mit den Werten:

Betrag der Steilheit im Arbeitspunkt $I_E = 0,5$ mA	$S = 18$	mA/V
Primärkreis Kapazität	$C_1 = 17$	pF
Primärbetriebsbandbreite mit 240 Ω Kollektorlängswiderstand	$b_1 = 270$	kHz
Sekundärkreis Kapazität	$C_2 = 32$	pF
Übersetzungsverhältnis	$\bar{u} = 24$	
Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe im Arbeitspunkt	$R_e = 50$	Ω
Sekundäre Betriebsbandbreite nach Gl.(2)	$b_2 = 292$	kHz
Stufenverstärkung nach Gl.(1)	$V_{S2} = 9,1$	fach
Filterbandbreite nach Gl.(3)	$B_2 = 400$	kHz

2.4. ZF-Treiberstufe und Ratiodetektor

Diese Stufe arbeitet in Basisschaltung, weil die Selektion in den vorgeschalteten Stufen ausreicht und somit kein Grund besteht, die sich durch bessere Stabilität auszeichnende Basisschaltung zu verlassen. Die Pegelwerte für diese Stufe sind aus der Röhrenmitteilung Nr. 580 336 zu entnehmen.

TELEFUNKEN RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN



BLATT 3

3. ZF-GESAMTDURCHLASSKURVE

Die errechnete ZF-Gesamtdurchlaßkurve bis Eingang Treiberstufe ist zusammen mit den Durchlaßkurven der einzelnen Filter in Bild 2 dargestellt. Die Bandbreite über alles beträgt $B = 196 \text{ kHz}$ und die Abschwächung bei 300 kHz Verstimmung von der Mittenfrequenz ist $A = 72$ -fach.

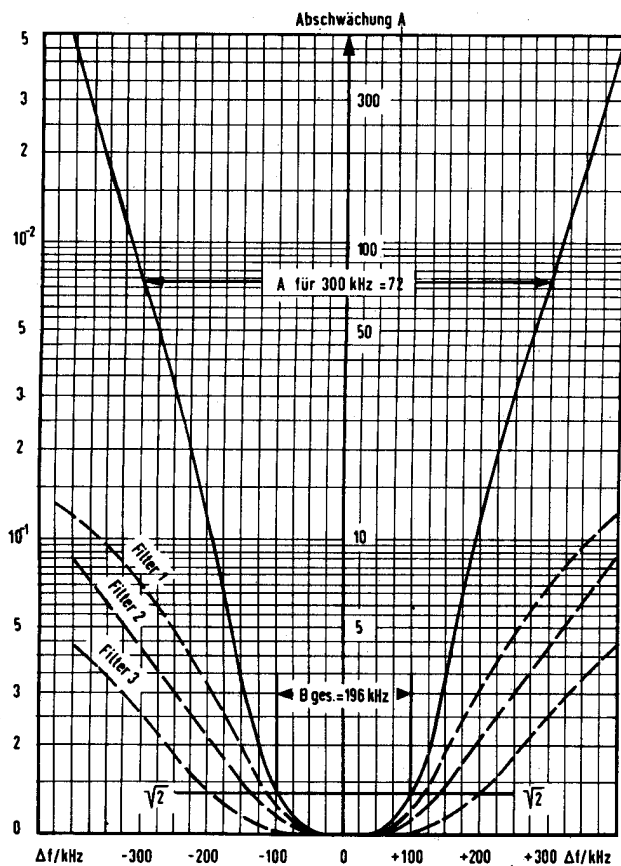


Bild 2

4. EINFLUSS DER EINGANGSWIDERSTANDSSTREUUNGEN AUF DIE EINZELNEN STUFEN

Streut bei konstantem Übersetzungsverhältnis \bar{u} der Eingangswiderstand R_e um den Faktor F , dann wirkt sich dies auf die Bandbreite des Sekundärkreises b'_2 zur Bandbreite b_2 bei nominellem Eingangswiderstand aus, wie

$$\frac{b'_2}{b_2} = \frac{b_0 + Fb'}{b_2} \quad (4)$$

wobei b' die Bandbreite ist, die durch den nominellen Eingangswiderstand R_e zur Leerlaufbandbreite b_0 entsprechend Gl.(2) hinzukommt.

Sind nun für jeden Fall die Kreise des Bandfilters kritisch gekoppelt, dann ändert sich die Gesamtbandbreite des Filters B' zur nominellen Bandbreite B

$$\frac{B'}{B} = \frac{b_1 + b_0 + Fb'}{b_1 + b_2} \quad (5)$$

Stellt man jedoch die Kopplung des Bandfilters, wie in der Praxis üblich, bei nominellem Eingangswiderstand R_e fest ein und verwendet Transistoren mit streuendem Eingangswiderstand, dann wird die prozentuale Änderung der Filterbandbreite noch geringer, da ein kleinerer Eingangswiderstand zwar eine höhere Bandbreite b_2 vom Sekundärkreis bedingt, jedoch gleichzeitig die Kopplung $K \cdot \sqrt{Q_1 \cdot Q_2}$ vermindert.

Mit Streuungen des Eingangswiderstandes R_e des Transistors OC 614 um den Faktor $F = 0,5 \dots 2$ bei festgehaltenem Arbeitspunkt muß in der Praxis gerechnet werden. Dies würde bei einer Dimensionierung der Schaltung entsprechend Bild 1 folgende Auswirkung auf die Bandbreite der einzelnen Filter nach Gl.(5) haben.

4.1. Mischstufe

$$\frac{B'(2)}{B} = \frac{183 + 120 + 2 \cdot 24}{183 + 144} = 1,07$$

$$\frac{B'(0,5)}{B} = \frac{183 + 120 + 0,5 \cdot 24}{183 + 144} = 0,965$$

Die prozentuale Streuung der Bandbreite des Mischstufenfilters wird für die Extremfälle der Eingangswiderstandsstreuungen:

$$\xi_M \leq \begin{matrix} +7 \\ -3,5 \end{matrix} \%$$

4.2. Erste ZF-Stufe

$$\frac{B'(2)}{B} = \frac{270 + 120 + 2 \cdot 12}{270 + 132} = 1,03$$

$$\frac{B'(0,5)}{B} = \frac{270 + 120 + 0,5 \cdot 12}{270 + 132} = 0,985$$

$$\xi_{1.ZF} \leq \begin{matrix} +3 \\ -1,5 \end{matrix} \%$$

4.3. Zweite ZF-Stufe

Da der Transistor der nachfolgenden Stufe in Basisschaltung arbeitet, ist seine Eingangswiderstandsstreuung und somit deren Auswirkung auf das vorgeschaltete Bandfilter gering.

5. NEUTRALISATION

Solange der ZF-Transistor nur für die UKW-ZF-Verstärkung eingesetzt ist, bietet die Neutralisation des Rückwirkungsleitwertes $Y_{r\bar{u}}$ keine Schwierigkeit. In einem kombinierten AM/FM-Gerät wird jedoch mit demselben Transistor sowohl die AM- als auch die FM-Zwischenfrequenz verstärkt. Dabei ist es erwünscht, die Neutralisationszweige nicht umzuschalten, damit nicht durch parasitäre Kapazitäten des Schalters und der Zuleitungen die Stabilität des gesamten Verstärkers verschlechtert wird. Ferner ist es zu begrüßen, wenn der eine Neutralisationszweig unabhängig vom anderen Neutralisationszweig eingestellt werden kann.

In Bild 3 ist eine Schaltung angegeben, die oben aufgestellte Forderungen erfüllt, indem die Neutralisationszweige so an den Eingang des Transistors zurückgeführt werden, daß sie für die nicht

auf diesem Weg zu neutralisierende Frequenz an einem kalten Punkt der Schaltung einmünden.

Bezeichnet man in Bild 3 mit \bar{u}_A das Übersetzungsverhältnis im Kollektorkreis für die FM-ZF, so ist die Größe für den Neutralisationswert $Y_{N/FM}$ gegeben durch die Beziehung

$$Y_{N/FM} = Y_{r\bar{u}/FM} \cdot \bar{u}_A \quad (6)$$

Hierbei ist die Hilfswicklung für \bar{u}_A gegensinnig zur Kollektorkreiswicklung gepolt.

Ist für die AM-ZF das Übersetzungsverhältnis im Kollektorkreis \bar{u}_B und das Übersetzungsverhältnis im Basiskreis \bar{u}_C entsprechend

$$\bar{u}_C = \frac{C_1 + C_2}{C_2}$$

so wird

$$Y_{N/AM} = \frac{Y_{r\bar{u}/AM} \cdot \bar{u}_B}{\bar{u}_C} \quad (7)$$

Hierbei ist die Hilfswicklung \bar{u}_B gleichsinnig zur Kollektorkreiswicklung zu schalten, da die Phasendrehung in Basiskreis erfolgt.

Minner

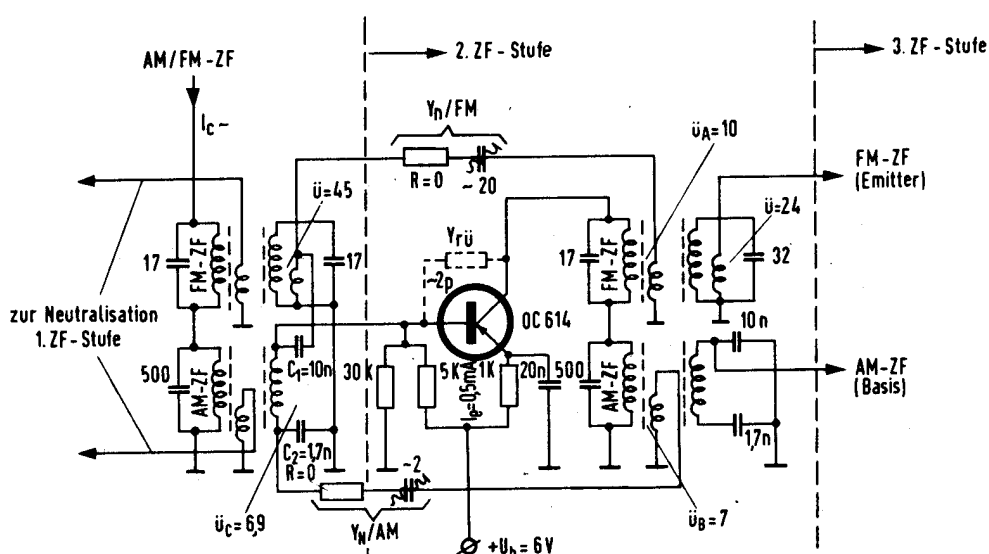


Bild 3

