

IED-Labor im WS / SS \_\_\_\_\_

Versuch Nr. 13

(Fünf Teilversuche: 13.1 ... 13.5)

**Zeitzeichenempfänger DCF 77**

Gruppe:

	Name	Vorname	Matrikel-Nr.	Semester
Verfasser				
Teilnehmer				
Teilnehmer				

Bitte Ankreuzen

Messprotokoll	<input type="checkbox"/>
Versuchsbericht	<input type="checkbox"/>

Professor(in) / Lehrbeauftragte(r): .....

Datum der Durchführung: .....

Vortestat
-----------

Testat
--------

## Inhalt

<b>1. Vorbemerkungen</b> .....	2
<b>2. Grundlagen</b> .....	2
<b>3. Die DCF77-Sendeeinrichtung</b> .....	4
<b>4. Der DCF77-Empfänger</b> .....	4
<b>5. Aufgabenstellung</b> .....	11
<b>Versuch 13.1: Ferritantenne und Eingangs-Schwingkreis</b> .....	11
<b>Versuch 13.2: Eingangsstufe mit einem J-FET</b> .....	13
<b>Versuch 13.3: Zweite Stufe: Transistorverstärker mit einem BJT</b> .....	14
<b>Versuch 13.4: Demodulator und Impulsaufbereitung</b> .....	16
<b>Versuch 13.5: Gesamtschaltung</b> .....	20
<b>6. Literatur</b> .....	21

## 1. Vorbemerkungen

In diesem Laborversuch soll eine Schaltung entworfen und aufgebaut werden, die die vom DCF77-Sender ausgestrahlte Zeitinformation empfängt. Die Schaltung wird im Prinzip vorgegeben. Im Vordergrund steht dabei das Erlangen eigener praktischer Erfahrungen im Umgang mit den einschlägigen Bauelementen und die Verwendung des Simulationswerkzeuges SPICE. Geübt werden soll der Entwurf eines Schwingkreises möglichst hoher Güte, die Dimensionierung einer Feldeffekt-Transistor-Eingangsstufe, die Berechnung eines einfachen Transistor-Verstärkers, die Untersuchung einer geeigneten Gleichrichterschaltung zur Demodulation des empfangenen Signals mit nachgeschalteter Impulsaufbereitung, und nicht zuletzt der praktische Aufbau. Die Bestimmung einiger (SPICE-) Parameter der verwendeten Bauelemente soll gezeigt werden. – Auch wenn der hier beschriebene Empfänger nicht so empfindlich und trennscharf wie eine gekaufte Funkuhr ist, hat am Ende jeder Teilnehmer eine funktionsfähige Schaltung zusammengebaut, die den Zweck klar erfüllt. Für das gesamte Projekt „Zeitzeichenempfänger DCF 77“ sind fünf Versuchstage vorgesehen.

## 2. Grundlagen

### Aussendung der gesetzlichen Zeit über den Langwellensender DCF77<sup>1</sup>

Nach dem Zeitgesetz von 1978 ist die PTB mit der Darstellung und Verbreitung der gesetzlichen Zeit beauftragt. Diesen Auftrag erfüllt die PTB vor allem durch ihre Zeitsignal- und Normalfrequenzaussendungen über den von der Deutschen Telekom AG gemieteten Langwellensender DCF77. Für die Erzeugung der abgestrahlten Zeitsignale ist die PTB verantwortlich, während die Telekom für den Betrieb der Sende- und Antenneneinrichtungen zuständig ist. Als Sendeantenne wird eine 150 m oder 200 m hohe vertikale Rundstrahlungsantenne mit Dachkapazität verwendet (siehe **Bild 2**). Die Senderleistung beträgt 50 kW, die abgestrahlte Leistung liegt bei etwa 30 kW.

Die DCF77-Zeitsignale werden am Sendeort Mainflingen bei Frankfurt am Main von Atomuhren der PTB abgeleitet und von der PTB Braunschweig aus kontrolliert. Die Trägerfrequenz 77,5 kHz von DCF77 ist eine hochstabile Normalfrequenz, die zur Nachsteuerung von Normalfrequenzoszillatoren genutzt werden kann. Der Träger wird mit Sekundenmarken moduliert; Uhrzeit und Datum werden in codierter Form übertragen. Von der Nummer des Kalenderjahres werden jedoch nur die letzten beiden Ziffern ausgesendet.

Aufgrund seiner zentralen Lage lässt sich DCF77 in Deutschland und weiten Teilen Europas mit großer Feldstärke empfangen. Seine Reichweite beträgt etwa 2000 km. Mit Hilfe der von DCF77 ausgesendeten Zeitinformation lassen sich Funkuhren genauer als eine Millisekunde in Übereinstimmung mit der PTB-Zeit

<sup>1</sup> Aus <http://www.ptb.de/de/org/4/43/433/verbr.htm>

halten. Die Zeitangaben der Rundfunk- und Fernsehanstalten sowie die Uhren der Deutschen Bahn AG und des Zeitansagedienstes der Telekom werden ebenso von DCF77 gesteuert wie viele Tarif-Schaltuhren, Verkehrsüberwachungsgeräte und Ampelanlagen. In Industrie und Wissenschaft werden von DCF77-Funkuhren Prozessabläufe gesteuert und überwacht. Für den privaten Gebrauch sind verschiedene Funkuhrenmodelle im Handel.

### Das Zeitformat des DCF 77

Der Träger wird im Sekundenabstand innerhalb jeder Minute *amplituden-moduliert*:

Zu Beginn jeder Sekunde (mit Ausnahme der 59. Sekunde jeder Minute) wird die Trägeramplitude auf etwa 25 % abgesenkt. Der Beginn der Trägerabsenkung ist der genaue Sekundenbeginn. Um die Minutenmarke eindeutig erkennen zu können, wird der Träger zu Beginn der 59. Sekundenmarke nicht abgesenkt.

Das eigentliche Zeit-Protokoll beginnt in der 20. Sekunde mit einem Startbit. Dies ist immer eine „binäre Eins“. Durch *Impulsdauer-Modulation* der Sekundenmarken wird die vollständige Information über Zeit und Datum der kommenden Minute übertragen. Eine 100 ms lange Sekundenmarke entspricht der binären Null (Low), eine 200 ms lange der binären Eins (High). Die Zuordnung der einzelnen Sekundenmarken der zu übertragenden Information erfolgt mittels *BCD-Codierung* und ist in der **Tabelle 1** dargestellt. Drei Prüfbits (P1, P2, P3) ergänzen jeweils die vorhergehenden Informationsbits auf eine gerade Anzahl von Einsen (gerade Parität).

20. Sekunde: „Startbit“ der codierten Zeitinformation (200 ms lang, entsprechend einer binären Eins)

**Tabelle 1:** Schema der codierten Zeitinformation

<b>Uhrzeit:</b>										
Sekunden-Nummer:	21	22	23	24	25	26	27	28		Minute
Wertigkeit:	1	2	4	8	10	20	40	<b>P1</b>		(0 ... 59)
Sekunden-Nummer:	29	30	31	32	33	34	35			Stunde
Wertigkeit:	1	2	4	8	10	20	<b>P2</b>			(0 ... 23)
<b>Datum:</b>										
Sekunden-Nummer:	36	37	38	39	40	41				Kalendertag
Wertigkeit:	1	2	4	8	10	20				(1 ... 31)
Sekunden-Nummer:	42	43	44							Wochentag
Wertigkeit:	1	2	4							(1 = Montag ... 7 = Sonntag)
Sekunden-Nummer:	45	46	47	48	49					Monat
Wertigkeit:	1	2	4	8	10					(1 ... 12)
Sekunden-Nummer:	50	51	52	53	54	55	56	57	58	Jahr
Wertigkeit:	1	2	4	8	10	20	40	80	<b>P3</b>	(0 ... 99)

Im Takt 59 erfolgt *keine* Trägerabsenkung. Damit wird der Minutenwechsel vorbereitet. Mit dem folgenden Takt (Sekunde 0) wird dann die gerade vorher decodierte Uhrzeit gültig.

Die Takte vor dem „Startbit“ dienen der Codierung von speziellen Informationen:

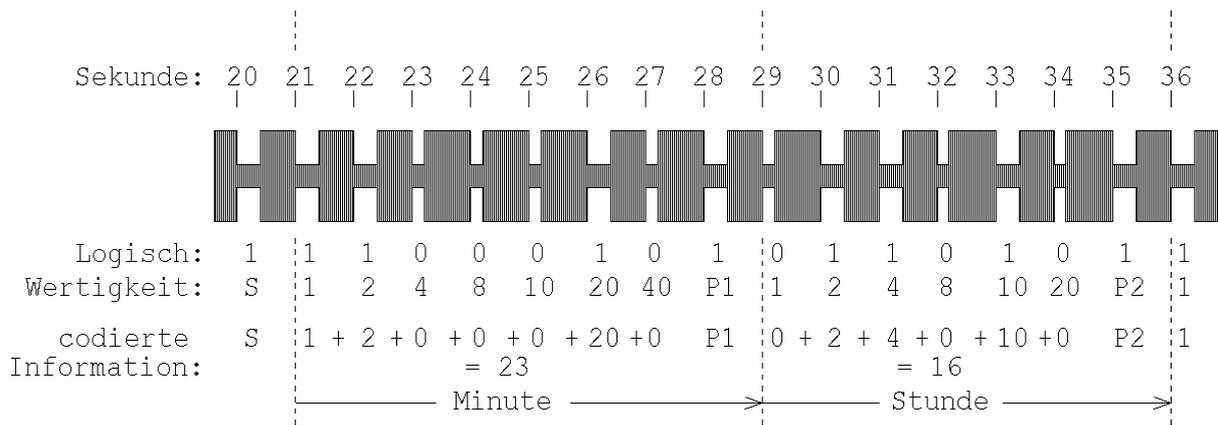
Eine Eins im Takt 15 bedeutet, dass die Reserve-Antenne in Betrieb ist.

Der Wechsel von Mitteleuropäischer (MEZ) Zeit zur Sommerzeit (MESZ) – oder zurück – wird eine Stunde lang durch Setzen der Eins im Takt 16 angekündigt.

Die Sekundenmarken 17 und 18 verraten, ob MEZ (0 und 1) oder MESZ (1 und 0) gültig ist.

Eine Eins im Takt 19 kündigt eine Schaltsekunde an. Diese Eins wird eine Stunde lang gesendet. Dann folgt eine Minute mit 61 Sekunden.

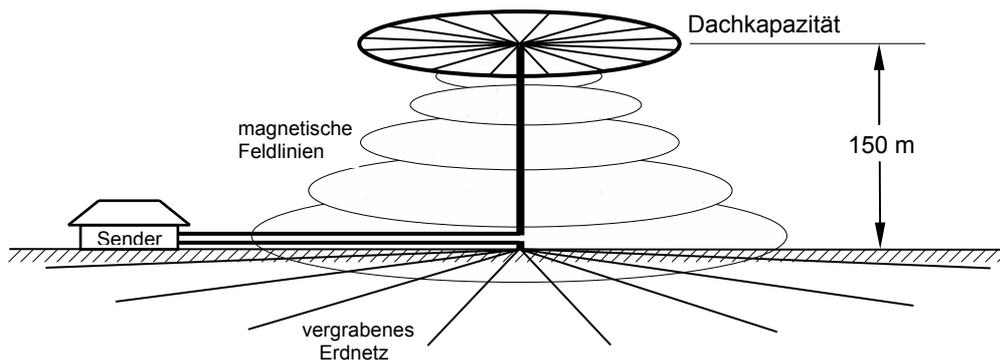
Ein Ausschnitt des codierten Signals ist für die Zeit 16.23 Uhr schematisch in **Bild 1** dargestellt.



**Bild 1:** Ausschnitt des codierten Signals für die Zeit 16.23 Uhr

### 3. Die DCF77-Sendeeinrichtung

**Bild 2** zeigt schematisch die Sendeeinrichtung des DCF77-Senders. Ein  $\lambda/2$ -Dipol müsste bei der Frequenz von 77,5 kHz 1935,5 m lang sein. Dies ist praktisch nicht realisierbar. Als Antenne wird deshalb ein 150 m hoher Vertikalstrahler mit Dachkapazität verwendet. Durch die Dachkapazität wird auch in dem relativ kurzen Antennenmast ein hinreichend starker HF-Strom erreicht. Bei einer Senderleistung von 50 kW beträgt die abgestrahlte Leistung etwa 30 kW.

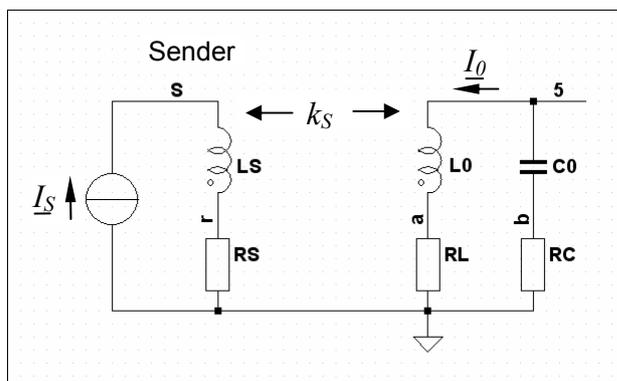


**Bild 2:** Schematische Darstellung des Senders DCF77.  
Beachte: Die magnetischen Feldlinien verlaufen parallel zur Erdoberfläche

### 4. Der DCF77-Empfänger

#### 4.1 Ferritantenne und Eingangs-Schwingkreis

Die „Kopplung“ zwischen Sender und Empfänger erfolgt bei der relativ niedrigen Frequenz von 77,5 kHz vorzugsweise induktiv – siehe **Bild 3** – und kann durch den Kopplungsfaktor  $k_S$  beschrieben werden.



$$k_S = \frac{M_{S,0}}{\sqrt{L_S \cdot L_0}} \quad (1)$$

- $k_S$  = Kopplungsfaktor,
- $M_{S,0}$  = Gegeninduktivität,
- $L_S$  = Induktivität der Sendeantenne,
- $R_S$  = Strahlungswiderstand der Antenne,
- $L_0$  = Induktivität der Empfängerspule,
- $C_0$  = Kapazität des Empfängerkreises,
- $R_L$  = Verlustwiderstand der Spule  $L_0$ ,
- $R_C$  = Verlustwiderstand des Kondensators  $C_0$ .

**Bild 3:** Kopplung zwischen Sender und Empfänger

### Spannung am Knoten 5: $U(5)$ oder $V(5)$ <sup>2</sup>

Die in **Bild 3** dargestellte Anordnung sieht wie ein Transformator aus, dessen Primär- und Sekundärkreis lose miteinander gekoppelt sind. Ziel soll nun sein, die Spannung am Knoten 5 für den *Leerlauf* zu berechnen. Der Ansatz für beide Seiten, Sendeseite und Empfangsseite, ergibt:

$$\underline{V}(s) = \underline{I}_S \cdot (R_S + j\omega \cdot L_S) + \underline{I}_0 \cdot j\omega \cdot M_{S,0} \approx \underline{I}_S \cdot (R_S + j\omega \cdot L_S), \quad (2)$$

$$0 = \underline{I}_0 \cdot \left( R_L + R_C + j\omega L_0 + \frac{1}{j\omega C_0} \right) + \underline{I}_S \cdot j\omega \cdot M_{S,0} = \underline{I}_0 \cdot \left[ R_L + R_C + j \cdot \left( \omega L_0 - \frac{1}{\omega C_0} \right) \right] + \underline{I}_S \cdot j\omega \cdot M_{S,0} \quad (3)$$

Die Rückwirkung  $\underline{I}_0 \cdot j\omega \cdot M_{S,0}$  des Empfängerkreises auf den Sender kann in Gleichung (2) wegen der großen Entfernung zwischen beiden vernachlässigt werden ( $I_0 \ll I_S$ ).

Gleichung (3) wollen wir nach  $I_0$  auflösen:

$$\underline{I}_0 = \frac{-\underline{I}_S \cdot j\omega \cdot M_{S,0}}{(R_L + R_C) + j \cdot \left( \omega L_0 - \frac{1}{\omega C_0} \right)} \quad (4)$$

Mit (1) erhält man daraus

$$\underline{I}_0 = \frac{-\underline{I}_S \cdot j\omega \cdot M_{S,0}}{(R_L + R_C) + j \cdot \left( \omega L_0 - \frac{1}{\omega C_0} \right)} = \frac{-\underline{I}_S \cdot j\omega \cdot k_S \cdot \sqrt{L_S \cdot L_0}}{(R_L + R_C) + j \cdot \left( \omega L_0 - \frac{1}{\omega C_0} \right)}, \quad (5)$$

und die Spannung am Knoten 5 ist schließlich, wenn man den Spannungsabfall an  $R_L$  vernachlässigt,

$$\underline{V}(5) = \underline{I}_0 \cdot (R_L + j\omega \cdot L_0) \approx \underline{I}_0 \cdot j\omega \cdot L_0 = \frac{-\underline{I}_S \cdot j\omega \cdot k_S \cdot \sqrt{L_S \cdot L_0}}{(R_L + R_C) + j \cdot \left( \omega L_0 - \frac{1}{\omega C_0} \right)} \cdot j\omega \cdot L_0$$

$$\underline{V}(5) \approx \frac{+\underline{I}_S \cdot \omega^2 \cdot k_S \cdot L_0 \cdot \sqrt{L_S \cdot L_0}}{(R_L + R_C) + j \cdot \left( \omega L_0 - \frac{1}{\omega C_0} \right)}. \quad (6)$$

Bei Resonanz wird  $\omega \cdot L_0 = 1 / \omega \cdot C_0$ . Dann wird die Spannung  $V(5)$  reell und erreicht ihren höchsten Wert:

$$V_0(5) \approx \frac{+\underline{I}_S \cdot \omega^2 \cdot k_S \cdot L_0 \cdot \sqrt{L_S \cdot L_0}}{(R_L + R_C)} \quad (\text{Resonanz}). \quad (7)$$

$V(5)$  ist die Eingangsspannung für den nachfolgenden Verstärker. Sie sollte möglichst groß ausfallen. Für die weiteren Betrachtungen wollen wir für  $L_0$  eine *einlagig gewickelte* Zylinderspule mit gegebener Spulenlänge  $l_w$  und dem Spulendurchmesser  $D$  voraussetzen. Es ist nun die Frage zu klären, ob man die Wicklung mit hoher Windungszahl und kleinem Drahtdurchmesser ausführt oder ob eine geringere Windungszahl mit größerem Drahtdurchmesser günstiger ist. Die Induktivität der Spule  $L_0$  ist bekanntlich

$$L_0 = N^2 \cdot A_L, \quad (8)$$

und die Güte des Schwingkreises wird von den beiden Verlustwiderständen  $R_L$  und  $R_C$  abhängen:

$$Q_0 = \frac{\omega \cdot L_0}{(R_L + R_C)} = \frac{1}{\omega \cdot C_0 \cdot (R_L + R_C)}. \quad (9)$$

Setzt man diesen Ausdruck in (7) ein und berücksichtigt (8), ergibt sich

$$V_0(5) \approx \underline{I}_S \cdot \omega \cdot k_S \cdot \sqrt{L_S \cdot L_0} \cdot Q_0 = \underline{I}_S \cdot \omega \cdot k_S \cdot \sqrt{L_S \cdot A_L} \cdot N \cdot Q_0 \sim N \cdot Q_0. \quad (10)$$

<sup>2</sup> Nach den neuen Normen ISO 31-5 und IEC 27-1 darf auch hierzulande das internationale Symbol V für die Spannung verwendet werden. Um mit den Bezeichnungen in SPICE nicht in Konflikt zu geraten, werden Spannungen in diesem Umdruck mit V statt mit U bezeichnet.

- Das Produkt  $N \cdot Q_0$  sollte also bei gegebenem  $A_L$ -Wert möglichst groß ausfallen!

Bei der relativ niedrigen Frequenz von 77,5 kHz wird  $R_L$  im Wesentlichen durch den Ohm'schen Anteil bestimmt. Weitere Verlustanteile, wie z.B. Wirbelstromverluste, sollen hier unberücksichtigt bleiben. Dann kann man für  $R_L$  ansetzen:

$$R_L \approx \rho \cdot \frac{l}{A_d} = \rho \cdot \frac{N \cdot D \cdot \pi}{d^2 \cdot \pi / 4} = \rho \cdot \frac{N \cdot D \cdot 4}{d^2}, \quad D = \text{Spulendurchmesser}, d = \text{Drahtdurchmesser}. \quad (11)$$

Nimmt man weiter an, dass die Güte des Kondensators deutlich höher ist als die der Spule, vernachlässigt also auch  $R_C$ , so kann man die Schwingkreisgüte abschätzen: (bei Styroflex-Kondensatoren)

$$Q_0 = \frac{\omega \cdot L_0}{(R_L + R_C)} \approx \frac{\omega \cdot L_0}{R_L} \approx \frac{\omega \cdot N^2 \cdot A_L}{\rho \cdot N \cdot D \cdot 4} \cdot d^2 = \frac{\omega \cdot N \cdot A_L}{\rho \cdot D \cdot 4} \cdot d^2. \quad (12)$$

Der zur Verfügung stehende Wickelraum, d.h. die Spulenlänge  $l_W$ , soll ausgenutzt werden. Mit

$$l_W = N \cdot d; \quad d = \frac{l_W}{N} \quad (13)$$

erhält man aus (12) für die Schwingkreisgüte:

$$Q_0 \approx \frac{\omega \cdot N \cdot A_L}{\rho \cdot D \cdot 4} \cdot \frac{l_W^2}{N^2} = \frac{\omega \cdot A_L}{\rho \cdot D \cdot 4} \cdot \frac{l_W^2}{N} \sim \frac{1}{N}. \quad (14)$$

- Eine höhere Windungszahl führt bei der oben gemachten Annahme zu einer geringeren Kreisgüte!

Wenn wir das Ergebnis (14) in Gleichung (10) einsetzen, erhalten wir ein interessantes Ergebnis:

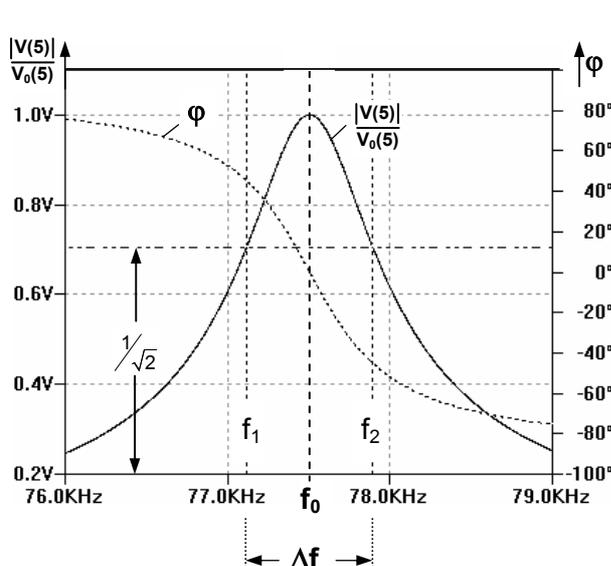
- Die Spannung  $V_0(5)$  wird von der Windungszahl unabhängig! (15)

### Zusammenhang zwischen Kreisgüte $Q_0$ und Bandbreite $\Delta f$ bzw. $\Delta \omega$

Wir dividieren die frequenzabhängige komplexe Spannung  $\underline{V}(5)$  (Gleichung (6)) durch den reellen Maximalwert  $V_0(5)$  bei Resonanz (Gleichung (7)):

$$\frac{\underline{V}(5)}{V_0(5)} \approx \frac{1}{1 + j \cdot \frac{1}{R_L + R_C} \cdot \left( \omega L_0 - \frac{1}{\omega C_0} \right)} = \frac{1}{1 + j \cdot \frac{\omega L_0}{R_L + R_C} \cdot \left( 1 - \frac{1}{\omega^2 \cdot L_0 \cdot C_0} \right)}. \quad (16)$$

Führen wir hier den Ausdruck (9) für die Kreisgüte  $Q_0$  ein und setzen zur Abkürzung



**Bild 4:** Resonanzkurve des Eingangskreises

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_0 \cdot C_0} \quad (\text{Resonanzfrequenz zum Quadrat}), \quad (17)$$

so ergibt sich aus Gleichung (16):

$$\frac{\underline{V}(5)}{V_0(5)} \approx \frac{1}{1 + j \cdot Q_0 \cdot \left[ 1 - \left( \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]}. \quad (18)$$

Diese Funktion ist in **Bild 4** nach Betrag und Phase dargestellt, allerdings ist die Variable die Frequenz  $f$  und nicht die Kreisfrequenz  $\omega$ . Der Phasenwinkel  $\varphi$  wird  $45^\circ$  bzw.  $-45^\circ$ , wenn der Betrag des Imaginärteils gleich dem Realteil, also hier gleich 1, wird. Dann wird der Betrag des Ausdrucks (18) gleich  $1/\sqrt{2}$ . Es muss also sein:

$$Q_0 \cdot \left[ 1 - \left( \frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 \right] = -1 \quad \text{bzw.} \quad Q_0 \cdot \left[ 1 - \left( \frac{\omega_0}{\omega_2} \right)^2 \right] = +1. \quad (19)$$

Die gesuchte „Bandbreite“ erhält man nun durch Bilden der Differenz

$$\omega_2 - \omega_1 = \Delta\omega. \tag{20}$$

Dazu müssen wir zunächst die beiden Ausdrücke (19) nach  $\omega_1$  bzw.  $\omega_2$  auflösen. Aus der ersten Teilgleichung (19) folgt durch Umformen

$$1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 = \frac{-1}{Q_0} \rightarrow \left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 = 1 + \frac{1}{Q_0} \rightarrow \left(\frac{\omega_1}{\omega_0}\right)^2 = \frac{1}{1 + 1/Q_0} \approx 1 - \frac{1}{Q_0}, \text{ da } Q_0 \gg 1. \tag{21}$$

Setzen wir

$$\omega_1 = \omega_0 - \varepsilon \text{ und } \omega_2 = \omega_0 + \varepsilon, \tag{22}$$

so erhalten wir aus (21) wegen  $\varepsilon \ll \omega_0$

$$\left(\frac{\omega_1}{\omega_0}\right)^2 = \left(\frac{\omega_0 - \varepsilon}{\omega_0}\right)^2 = \left(1 - \frac{\varepsilon}{\omega_0}\right)^2 \approx 1 - 2 \cdot \frac{\varepsilon}{\omega_0} \approx 1 - \frac{1}{Q_0}. \tag{23}$$

Hieraus folgt sofort

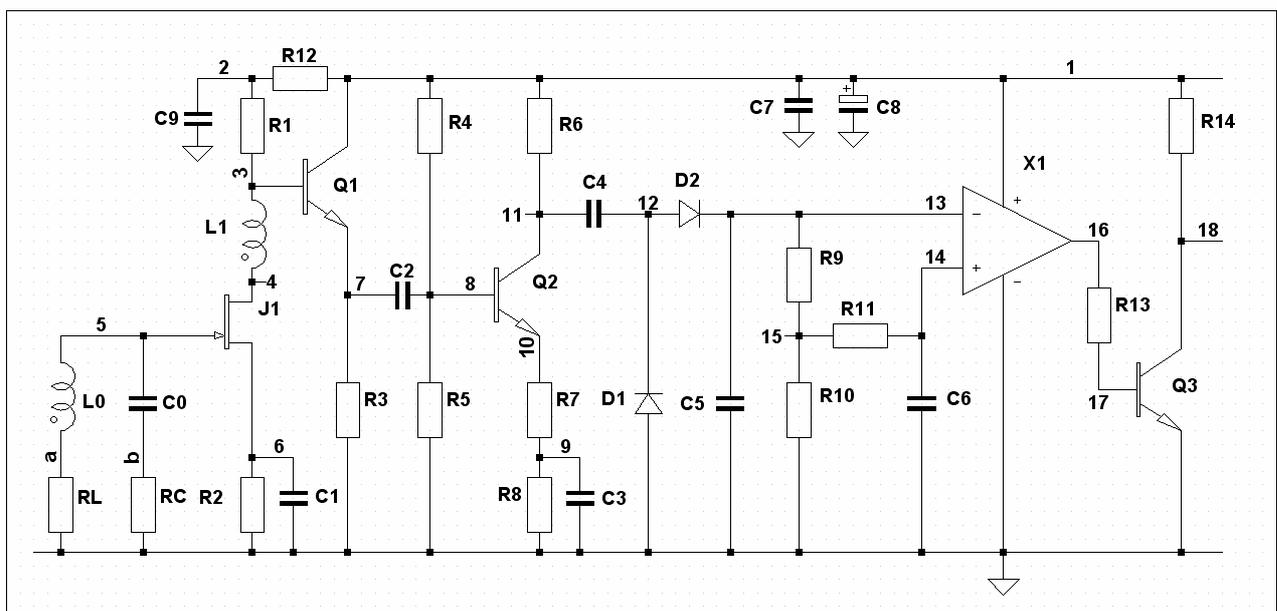
$$\varepsilon \approx \frac{\omega_0}{2 \cdot Q_0}. \tag{24}$$

Zu dem gleichen Ergebnis kommen wir, wenn wir die zweite Teilgleichung (19) auswerten. Aus (20), (22) und (24) erhalten wir somit die Bandbreite  $\Delta\omega \approx 2\varepsilon$ , also

$$\Delta\omega \approx \frac{\omega_0}{Q_0} \text{ oder mit } \omega = 2 \cdot \pi \cdot f \text{ auch } \Delta f \approx \frac{f_0}{Q_0}. \tag{25}$$

Eine gute Trennschärfe erfordert also eine hohe Kreisgüte  $Q_0$  und damit nach (14) eine Spule mit *kleinerer* Windungszahl. Wenn man aber durch eine geeignete „Rückkopplung“ dafür sorgt, dass die Schwingkreisverluste teilweise kompensiert werden, die Güte  $Q_0$  also durch eine „Entdämpfung“ erhöht werden kann, ist im Hinblick auf eine möglichst große Signalamplitude  $V(5)$  eine *höhere* Windungszahl vorzuziehen. Dies soll im Laborversuch untersucht werden.

Das Schaltbild des DCF77-Empfängers ist in **Bild 5** dargestellt. Als Antenne wird, wie schon in **Bild 3** gezeigt, eine Spule mit einem Ferritstab eingesetzt. Diese Spule  $L_0$  bildet zusammen mit dem Kondensator  $C_0$  einen Schwingkreis, der auf die Empfangsfrequenz von 77,5 kHz abgestimmt wird. Die Verluste der Schwingkreiselemente sind durch die Reihenwiderstände  $R_L$  und  $R_C$  dargestellt. Eine möglichst hohe Güte



**Bild 5:** Schaltbild des DCF77-Empfängers

des Schwingkreises soll für hinreichende Trennschärfe sorgen. Um diese noch verbessern zu können, ist eine Rückkopplungs-Spule  $L_1$  mit nur etwa 3 bis 6 Windungen vorgesehen. Diese liegt im Strompfad der ersten Verstärkerstufe und ist mit der Schwingkreisspule  $L_0$  gekoppelt. Der Koeffizient kann durch Verschieben der Spule den Erfordernissen angepasst werden.

### 4.2 Eingangsstufe mit einem J-FET

Damit der Schwingkreis nicht durch den Eingangswiderstand des Verstärkers belastet wird, ist die erste Stufe mit einem Feldeffekt-Transistor  $J_1$  ausgeführt. Die Arbeitspunktseinstellung ist bei einem J-FET besonders einfach: Das Gate ist über den Schwingkreis gleichstrommäßig mit Masse verbunden. Am Widerstand  $R_2$  in der Source-Leitung des Feldeffekt-Transistors  $J_1$  entsteht durch den Strom ein Spannungsabfall, der die notwendige Gate-Vorspannung bereitstellt. Wechsellspannungsmäßig ist der Widerstand  $R_2$  durch den Kondensator  $C_1$  überbrückt. Die erwartete Spannungsverstärkung der ersten Stufe liegt bei etwa 8 bis 20. Die Berechnung ist einfach: Wir gehen dazu von der Kennliniengleichung des J-FET's aus,

$$I_D \approx \beta \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS}), \quad V_{DS} \geq (V_{GS} - V_T), \quad (26)$$

die für den Strom-Sättigungsbereich gilt. Die Steilheit oder Transconductance erhält man durch Differentiation nach  $V_{GS}$ . Der Term  $(1 + \lambda \cdot V_{DS})$  soll hierbei unberücksichtigt bleiben:

$$S = g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 2 \cdot \beta \cdot (V_{GS} - V_T) \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS}) \quad (27)$$

Mit Gleichung (26) erhält man daraus:

$$g_m \approx 2 \cdot \beta \cdot \sqrt{\frac{I_D}{\beta}} = \sqrt{4 \cdot \beta \cdot I_D} \quad (28)$$

Die Spannungsverstärkung einer einfachen Verstärkerstufe, deren Source wechsellspannungsmäßig „geerdet“ ist, erhält man bekanntlich durch Multiplikation des Widerstandes im Drain-Kreis mit der Steilheit  $g_m$ :

$$A_V \approx -g_m \cdot R_1 \approx -\sqrt{4 \cdot \beta \cdot I_D} \cdot R_1 \quad (29)$$

### 4.3 Zweite Stufe: Transistorverstärker mit einem BJT

Das verstärkte Signal wird über einen Emitterfolger  $Q_1$  und den Kondensator  $C_2$  an die zweite Stufe geführt. Der Transistor  $Q_2$  arbeitet als einfacher Verstärker, enthält aber einen Gegenkopplungswiderstand  $R_7$ . Die Spannungsverstärkung der zweiten Stufe sollte etwa 15 bis 40 betragen. Auch hier soll eine kurze Berechnung angestellt werden. Ausgangspunkt ist wieder die Kennliniengleichung, hier die des Bipolar-Transistors:

$$I_C \approx I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{N \cdot V_t}} \cdot \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right); \quad V_t = \frac{k \cdot T}{q} = V_{t0} \cdot \frac{T}{T_0}; \quad V_{t0} = \frac{k \cdot T_0}{q} = 25,85 \text{ mV}, \quad T_0 = 300 \text{ K}; \quad N \approx 1; \quad (30)$$

$$S = g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \approx I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{N \cdot V_t}} \cdot \frac{1}{N \cdot V_t} = \frac{I_C}{N \cdot V_t} \approx \frac{I_C}{V_t} \quad (31)$$

Zur Berechnung der Spannungsverstärkung  $A_V$  benötigen wir die am Knoten 8 wirkende „Eingangsspannung“  $v(8)$  und die „Ausgangsspannung“  $v(11)$  am Knoten 11. Da der Widerstand  $R_8$  durch den Kondensator  $C_3$  wechsellspannungsmäßig überbrückt ist, setzt sich die Eingangsspannung nur aus den beiden Teilspannungen  $v_{BE}$  und  $i_C \cdot R_7$  zusammen, siehe **Bild 6**:

$$v(8) \approx v_{BE} + i_C \cdot R_7 \quad (32)$$

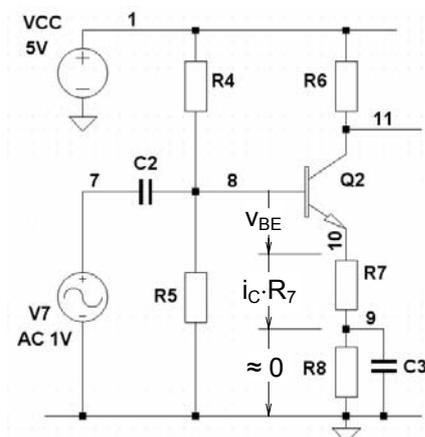
Damit und mit der Ausgangsspannung

$$v(11) \approx -i_C \cdot R_6 \quad (33)$$

kann man dann die Verstärkung angeben:

$$A_V = \frac{v(11)}{v(8)} \approx \frac{-i_C \cdot R_6}{v_{BE} + i_C \cdot R_7} \quad (\text{Ohne Last am Knoten 11!}) \quad (34)$$

Der Kollektorstrom  $i_C$  ist Basis-Emitter-Spannung  $v_{BE}$  mal Steilheit  $g_m$ , also  $i_C = v_{BE} \cdot g_m$ . Damit erhalten wir schließlich



**Bild 6:** Zweite Verstärkerstufe

$$A_V \approx \frac{-i_C \cdot R_6}{v_{BE} + i_C \cdot R_7} = \frac{-v_{BE} \cdot g_m \cdot R_6}{v_{BE} + v_{BE} \cdot g_m \cdot R_7} = \frac{-R_6}{1/g_m + R_7} \quad (\text{Ohne Last am Knoten 11!}). \quad (35)$$

Dieser Ausdruck enthält neben den beiden Widerständen  $R_6$  und  $R_7$  die Steilheit  $g_m$ , die für den Arbeitspunkt nach (31) ermittelt werden kann. Die höchste Verstärkung ergibt sich für  $R_7 = 0$ . Man erhält dann eine ähnliche Beziehung wie (29). Wenn wir für  $g_m$  den Ausdruck (31) einsetzen, wird

$$A_V \approx -R_6 \cdot g_m \approx -R_6 \cdot \frac{i_C}{V_t} \quad \text{für } R_7 = 0 \text{ und ohne Last am Knoten 11!}. \quad (36)$$

Das Produkt  $R_6 \cdot i_C$  ist der Spannungsabfall am Widerstand  $R_6$ . Wählt man hierfür etwa die Hälfte der Spannung zwischen  $V_{CC}$  und  $V(10)$ , also  $\frac{1}{2} \cdot (V_{CC} - V(10)) = \frac{1}{2} \cdot (5\text{ V} - 1\text{ V}) = 2\text{ V}$  (Wert für  $V(10)$  siehe unten), erhält man mit  $V_t \approx 26\text{ mV}$  eine maximal mögliche Verstärkung von etwa  $2\text{ V}/26\text{ mV} \approx 77$ . Dieses Ergebnis ist insofern interessant, als es unabhängig vom Kollektorstrom ist! Das liegt an der Natur des Bipolar-Transistors mit seiner exponentiellen Kennliniengleichung.

In der praktischen Ausführung der Schaltung wird man meist eine kleine Stromgegenkopplung mit einem Widerstand  $R_7$ , dessen Wert etwa dem Kehrwert der Steilheit entspricht, vorsehen. Dadurch wird die Schaltung etwas stabiler und der Eingangswiderstand wird etwa doppelt so groß, siehe (38).

Der Eingangswiderstand ist das Verhältnis Eingangsspannung  $v(8)$  – Gleichung (32) – zu Eingangsstrom  $i_B$ :

$$r_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{v(8)}{i_B} = \frac{v_{BE} + i_C \cdot R_7}{i_B} = \frac{\frac{v_{BE}}{i_C} + R_7}{\frac{i_B}{i_C}} = \frac{\frac{1}{g_m} + R_7}{\frac{i_B}{i_C}}. \quad (37)$$

Setzt man für  $i_C/i_B$  näherungsweise die Gleichstromverstärkung  $B$  ein, so erhält man

$$r_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} \approx (1/g_m + R_7) \cdot B. \quad (38)$$

Der Widerstand  $R_6$  ist praktisch der Ausgangswiderstand für die an den Knoten 11 angeschlossene Last. Sein Wert ist also der Last anzupassen, und er bestimmt damit im Prinzip die Dimensionierung der übrigen Bauelemente. Man wird also zuerst  $R_6$  wählen, kennt damit den Kollektorstrom und kann dann die übrigen Elemente berechnen.

Der Arbeitspunkt wird durch das Emitterpotential  $V(10)$  und die Reihenschaltung  $R_7 + R_8$  bestimmt, und der Spannungsteiler  $R_4, R_5$  dient zu dessen Einstellung. Für  $V(10)$  muss ein Kompromiss gefunden werden: Einerseits sollte im Hinblick auf die Temperaturkonstanz des Kollektorstromes ein möglichst großer Wert gewählt werden; mit Rücksicht auf die relativ geringe Versorgungsspannung von  $V_{CC} = 5\text{ V}$  sollte der „Spannungsverlust“ aber nicht zu groß ausfallen. Ein brauchbarer Wert ist  $V(10) = 0,7\text{ V} \dots 1,5\text{ V}$ .

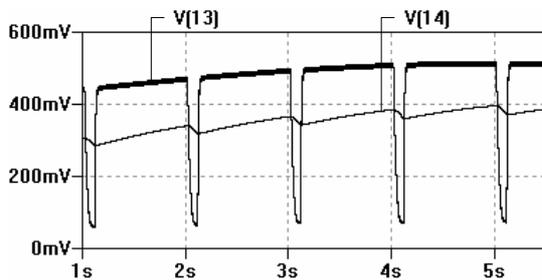
Das Potential  $V(8)$ , das durch den Spannungsteiler  $R_4, R_5$  bereitzustellen ist, muss der Summe der Spannungsabfälle an  $R_7$  und  $R_8$  entsprechen, also  $V(10)$ , plus *eine* Basis-Emitter-Spannung  $V_{BE}$ . Den Querstrom durch den Teiler wählt man etwa fünf- bis zehnmals so groß wie den Basisstrom des Transistors. Dabei sollte für die Stromverstärkung  $B$  der Minimalwert des verwendeten Transistors zugrunde gelegt werden.

#### 4.4 Demodulator und Impulsaufbereitung

Am Knoten 11 wird das Signal ausgekoppelt und gelangt an den Gleichrichter (Demodulator). Die beiden Dioden  $D_1$  und  $D_2$  wirken in Verbindung mit den beiden Kondensatoren  $C_4$  und  $C_5$  als Spannungsverdoppler-Schaltung. Wegen der relativ geringen Signalamplitude sind normale Silicium-Dioden wenig geeignet. Geringere Schwellspannungen haben dagegen Schottky-Dioden oder Germanium-Dioden. Am Ladekondensator  $C_5$  steht schließlich die demodulierte Information zur Verfügung. Für eine Entladung sorgt die Reihenschaltung der Widerstände  $R_9$  und  $R_{10}$ . Wichtig ist eine richtige Dimensionierung der Zeitkonstante. Einerseits soll das HF-Trägersignal (77,5 kHz) am Knoten 13 hinreichend gedämpft werden und andererseits muss die 100 ms bzw. 200 ms dauernde Signalabsenkung mit Sicherheit erkannt werden. Wegen des großen Frequenzabstandes (77,5 kHz  $\leftrightarrow$  1/100 ms bzw. 1/200 ms) ist diese Forderung aber leicht zu erfüllen. Ein Wert von etwa 50 ms bis 100 ms ist ein guter Kompromiss. **Bild 7** zeigt den Spannungsverlauf am Knoten 13:  $V(13)$ . Man erkennt deutlich die starke Unterdrückung des Trägers und die kurzzeitigen Spannungseinbrüche. In **Bild 7** ist allerdings nur die kurze, der logischen Null entsprechende Absenkung von 100 ms Dauer dargestellt.

Bedingt durch atmosphärische Störungen kann die Höhe des empfangenen Signals schwanken. Dieses äußert sich in **Bild 7** durch eine langsame Änderung der Amplitude der Spannung  $V(13)$ . Um nun stets, auch

bei sich ändernden Empfangsbedingungen, ein sauberes Signal zu erhalten, soll dem Demodulator ein Komparator nachgeschaltet werden. Dieser sorgt gleichzeitig zur Verbesserung der Flankensteilheit. Als Referenzspannung kann nicht einfach eine feste Spannung verwendet werden. Vielmehr muss die Referenzspannung der Höhe des empfangenen Signals *und* den langsamen Schwankungen angepasst werden. Dies gelingt am einfachsten durch einen Spannungsteiler (Widerstände  $R_9$  und  $R_{10}$ ) in Verbindung mit einem



**Bild 7:** Demoduliertes Signal am Knoten 13, V(13) und Referenzspannung V(14).

Tiefpass (Widerstand  $R_{11}$  und Kondensator  $C_6$ ). Die Zeitkonstante dieses RC-Gliedes muss deutlich größer sein als die längste, der logischen Eins entsprechende Trägerabsenkung von 200 ms. Ein Wert von etwa 1 s sollte aber ausreichen. Der Spannungsteiler  $R_9$ ,  $R_{10}$  wird am besten so dimensioniert, dass die Referenzspannung etwa 80 % der demodulierten Spannung V(13) erreicht. Die durch den Tiefpass geglättete Spannung V(14) zeigt auch **Bild 7**.

Die Zeitkonstanten der genannten RC-Glieder haben relativ große Werte. Dies erfordert entweder große Kapazitätswerte oder hochohmige Widerstände. Möchte man Elektrolytkondensatoren vermeiden, wird man die Schaltung hochohmig auszuführen haben. Als

Komparator X1 muss dann aber ein Typ mit sehr kleinen Eingangsströmen gewählt werden. Es muss nicht unbedingt ein spezieller Komparator sein; ein normaler Operationsverstärker tut es auch. Bei der Auswahl ist allerdings auf zweierlei zu achten: Da bei ungünstigen Empfangsverhältnissen die Signalamplitude klein werden kann, muss der Komparator Signale in der Nähe des Bezugspotentials Null (GND) verarbeiten können, und der Betrieb an einer Versorgungsspannung von 5 V sollte problemlos möglich sein.

#### 4.5 Gesamtschaltung

Beim Zusammenbau der Gesamtschaltung sind wegen der relativ hohen Spannungsverstärkung einige Dinge zu beachten. Ein Blockkondensator, bestehend aus den beiden Kondensatoren  $C_7$  und  $C_8$ , dient zur „Beruhigung“ der Versorgungsspannung. Der Kondensator  $C_8$ , ein Elektrolytkondensator mit hohem Wert, soll die sekundlichen kurzen Stromstöße abfangen, und der Kondensator  $C_7$  soll HF-Spannungen (77,5 kHz) mit Sicherheit gegen Masse kurzschließen. Hier ist ein Kondensator mit niedrigem Serienwiderstand, also kleinem  $\tan \delta$  vorzusehen. Auch die Versorgung der ersten Stufe ist durch ein Siebglied, bestehend aus dem Widerstand  $R_{12}$  und dem Kondensator  $C_9$ , gegen HF-Störungen abzublocken. Der „Spannungsverlust“ an  $R_{12}$  sollte 300 mV nicht überschreiten.

Die Kopplung zwischen Rückkopplungs-Spule  $L_1$  und Schwingkreis-Spule  $L_0$  sollte nur so stark gewählt werden, wie es die Empfangsverhältnisse erfordern. Bei größerer Rückkopplung wird die Bandbreite sehr gering und damit die Trennschärfe entsprechend gut. Andererseits steigt die Temperaturempfindlichkeit der Schaltung an. Dies könnte zum Teil durch ausgesuchte Bauteile mit geeignetem Temperaturkoeffizienten ausgeglichen werden, doch eine vollkommene Temperaturkompensation ist nicht ganz einfach durchzuführen. Bei zu starker Rückkopplung besteht sogar die Gefahr zur Schwingneigung. Bei günstigen Empfangsverhältnissen kann die Rückkopplung schwächer eingestellt werden. – Beim Anschluss der Spule  $L_1$  ist auf richtige Polung zu achten! Dies probiert man am besten aus.

## 6. Aufgabenstellung und Vorbereitung

Für das gesamte Projekt „Zeitzeichenempfänger DCF 77“ sind fünf Versuchstage vorgesehen, die wie folgt aufgeteilt werden können:

- Versuch 13.1: Ferritantenne und Eingangs-Schwingkreis**
- Versuch 13.2: Eingangsstufe mit einem J-FET**
- Versuch 13.3: Zweite Stufe: Transistorverstärker mit einem BJT**
- Versuch 13.4: Demodulator und Impulsaufbereitung**
- Versuch 13.5: Gesamtschaltung**

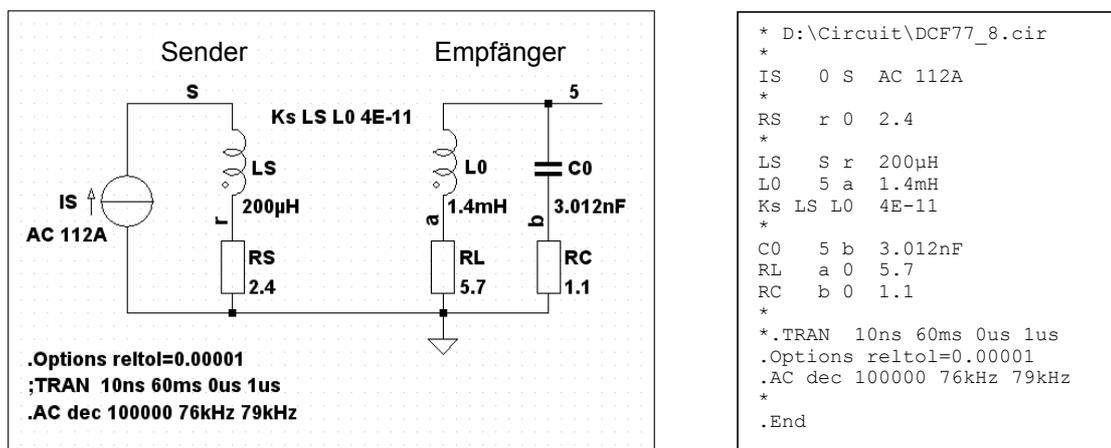
Die Reihenfolge ist im Prinzip beliebig, mit Ausnahme des letzten Teils „Gesamtschaltung“.

Die „Aufgaben zur Vorbereitung“ müssen vor Beginn des Versuchs (hand-)schriftlich erledigt werden. Sie sind die Grundlage der durchzuführenden Arbeiten und werden teilweise vor dem Versuch abgefragt. **Unvorbereitete Kandidaten können nicht am Labor teilnehmen!**

### Versuch 13.1: Ferritantenne und Eingangs-Schwingkreis

#### Aufgaben zur Vorbereitung:

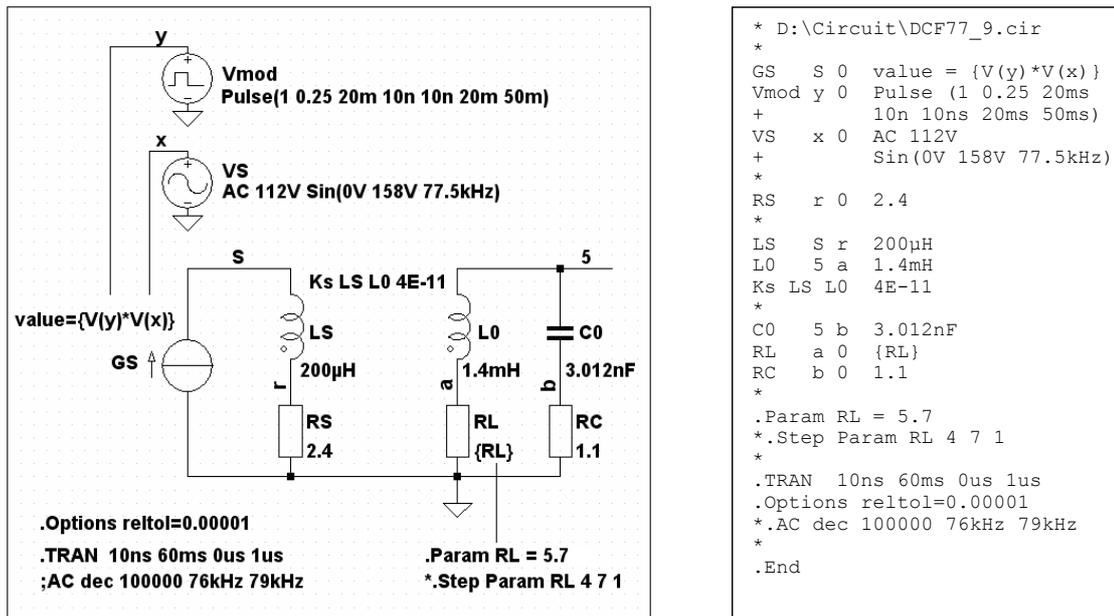
- Wie muss für maximalen Empfang die Ferritantenne relativ zum Sender ausgerichtet sein?
- Bestimmen Sie den Wert des Kondensators  $C_0$ , wenn  $L_0 = 900 \mu\text{H}$  beträgt.
- Für eine Spule mit  $N = 150$  Windungen wird eine Induktivität von  $L_0 = 2,27 \text{ mH}$  gemessen. Wie groß ist der  $A_L$ -Wert?
- Die Spule habe eine Länge von  $l_w \approx 4,5 \text{ cm}$  und einen Durchmesser von  $11,5 \text{ mm}$ . Berechnen Sie die Induktivität  $L_0$  ( $A_L$ -Wert wie bei 3.) und den Widerstand  $R_L$  einer Spule mit  $N = 140$  Windungen (Drahtdurchmesser:  $d = 0,25 \text{ mm}$ ).
- Für eine Spule mit  $L_0 = 1,9 \text{ mH}$  soll eine Güte von  $Q_L = 165$  angenommen werden und der Verlustfaktor des Kondensators  $C_0$  sei  $\tan \delta_C = 1 \cdot 10^{-3}$ . Wie groß sind die beiden Verlustwiderstände  $R_L$  und  $R_C$ ?
- SPICE-Simulation [7], [8], [10], [11]: Simulieren Sie die Ankopplung des Empfangskreises an den DCF77-Sender und stellen Sie die Spannung  $V(5)$  (=Spannung am Knoten 5) im *linearen* Maßstab in Abhängigkeit von der Frequenz dar (AC-Analyse). Bestimmen Sie die Bandbreite des Empfangskreises. Verwenden Sie zunächst die in **Bild 8** angegebenen Beispielwerte.



**Bild 8:** Zur Simulation der Ankopplung des Empfangskreises an den DCF77-Sender

- Variieren Sie die Werte des Empfangskreises und studieren Sie die Auswirkungen auf die Resonanzkurve (Spannungmaximum und Bandbreite). Bestimmen Sie die Kreisgüte.

8. Simulation im Zeitbereich (Transienten-Analyse): **Bild 9** zeigt eine Möglichkeit, die pulsformige Amplitudenabsenkung in SPICE zu simulieren. Dies geschieht über eine G-Quelle (spannungsgesteuerte Stromquelle). Die Wertangabe erfolgt durch die Zuweisung  $value = \{V(y)*V(x)\}$ , wobei der Strom dann das Produkt der beiden Knotenpotentiale  $V(y)$  und  $V(x)$  ist. Die Spannungsquelle  $V_S$  stellt



**Bild 9:** Simulation im Zeitbereich (Transienten-Analyse)

dabei den Signalträger (Frequenz: 77,5 kHz, Amplitude: 158 V  $\hat{=} 112$  V Effektivwert) dar, und die Spannungsquelle  $V_{mod}$  sorgt für die Trägerabsenkung von 100 % auf 25 %. Um die Simulationszeit abzukürzen, ist die Periode nicht 1 s, sondern nur 50 ms. Auch die Absenkungsdauer ist von 100 ms (bzw. 200 ms) auf 20 ms verkürzt worden. Studieren Sie das „empfangene“ Signal im Zeitbereich.

## Versuche zu 13.1

### 1. $A_L$ -Wertes des Ferritstabes

Fertigen Sie eine Probespule mit genau 140 Windungen an (Spule 1), Spulendurchmesser etwa 11,5 mm, Drahtdurchmesser  $d = 0,25$  mm. Messen Sie dann die Induktivität  $L_0$  (mit Ferritstab) und den Widerstand  $R_L$  (ohne Ferritstab: „Gleichstromwiderstand“), und bestimmen Sie den  $A_L$ -Wert. Vergleichen Sie die gemessenen Werte mit den rechnerischen aus der Versuchsvorbereitung (Aufgabenpunkt 4.).

### 2. Schwingkreis und Resonanzkurve (Styroflex-Kondensatoren verwenden!)

Bestimmen Sie den Wert des Kondensators  $C_0$  für die obige Spule (Spule 1) mit Ferritstab und bauen Sie den Schwingkreis auf. Der Feinabgleich auf die Resonanzfrequenz von 77,5 kHz kann durch Verschieben der Spule auf dem Ferritstab vorgenommen werden. Zu messen ist nun die Resonanzkurve bei geringer induktiver Kopplung, ähnlich wie dies in **Bild 8** dargestellt ist. Als „Sender“ ist eine Spule, ähnlich der Schwingkreis-Spule – auch mit Ferritstab –, mit 140 Windungen vorgesehen, die von einem Signal-Generator versorgt wird. Die Spannung an der „Sendespule“ ist ebenfalls zu messen.

Die obige Messung ist *unter gleichen Bedingungen (gleiche Resonanzfrequenz und gleiche „Sendereinstellung“)* für drei weitere Spulen zu wiederholen (Spule 2: 95,5 Windungen,  $d = 0,4$  mm; Spule 3: 380 Windungen,  $d = 0,1$  mm; Spule 4: 380 Windungen, drei Lagen,  $d = 0,25$  mm).

Zu bestimmen sind für alle vier Spulen: Induktivität  $L_0$ , Verlustwiderstand  $R_L$ , erforderliche Kapazität  $C_0$ , Verlustwiderstand  $R_C$ , Spannung im Resonanzmaximum  $V_0(5)$ , Güte  $Q_0$  und Bandbreite  $\Delta f$ . ( $C_0$ :  $\tan\delta = 0,001$ )

Sämtliche Ergebnisse sind mit den theoretischen Erwartungen zu vergleichen.

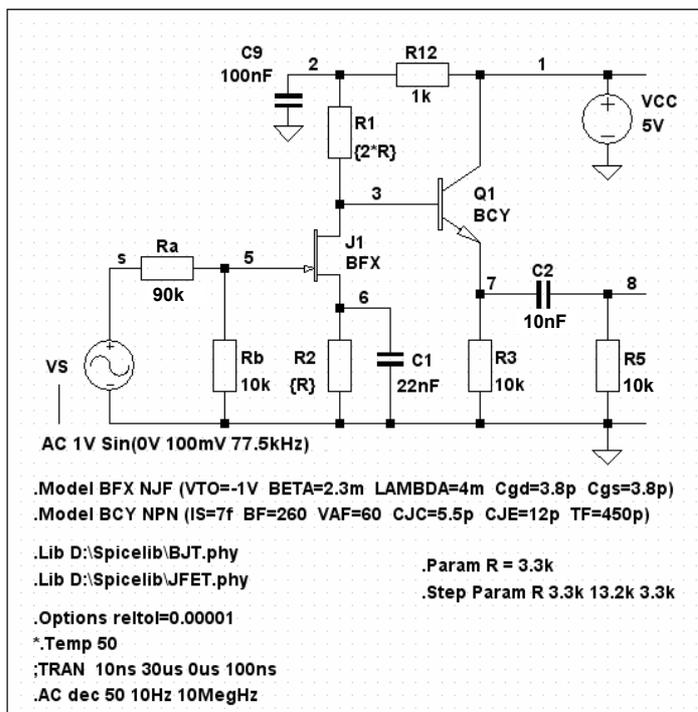
### 3. Simulation mit SPICE [7], [8], [10], [11]

Für die vier Spulen ist eine Simulation mit SPICE durchzuführen. Die Messergebnisse sollen mit den Simulationsergebnissen verglichen werden. Außerdem ist der Kopplungsfaktor  $k_S$  für die obige Messanordnung zu bestimmen.

## Versuch 13.2: Eingangsstufe mit einem J-FET

### Aufgaben zur Vorbereitung:

1. Könnte man statt eines J-FETs auch einen Bipolar-Transistor (BJT) einsetzen? Eine kurze Erklärung ist nötig!
2. Könnte man statt eines J-FETs auch einen MOS-FET wählen? Wenn ja, wie könnte die Schaltung zur Gate-Vorspannungserzeugung aussehen, ohne dass der Eingangskreis durch Widerstände zu stark gedämpft wird? Wägen Sie die Vor- und Nachteile beider Transistoren ab.
3. Der J-FET soll bei einem Drainstrom von etwa  $100 \mu\text{A}$  betrieben werden. Seine Threshold-Spannung habe einen Wert von  $V_T = -1 \text{ V}$  und sein Steilheitsparameter betrage  $\beta = 2,3 \text{ mA/V}^2$ . Wie groß muss der Widerstand  $R_2$  im Source-Kreis gewählt werden (Normwert nach E-12)?
4. Dimensionieren Sie den Widerstand  $R_1$  derart, dass an ihm etwa die gleiche Spannung abfällt wie an der Drain-Source-Strecke (Normwert nach E-12).
5. Berechnen Sie die Spannungsverstärkung für die oben gewählten Werte.
6. Berechnen Sie den Widerstand  $R_{12}$  (Normwert) für einen „Spannungsverlust“ von etwa  $150 \text{ mV}$ .
7. Welche Aufgabe hat der Emitterfolger mit dem Transistor  $Q_1$ ?
8. Berechnen Sie den Eingangswiderstand des Emitterfolgers für einen Widerstand  $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$  und eine Stromverstärkung  $B = 200$ .
9. SPICE-Simulation [7], [8], [10], [11]: **Bild 10** zeigt eine einfache Möglichkeit, die Eingangsstufe ohne den Schwingkreis zu untersuchen. Simulieren Sie die Schaltung sowohl in Abhängigkeit von der Frequenz (AC-Analyse) als auch im Zeitbereich (Transienten-Analyse). Verwenden Sie zunächst die Beispielwerte und anschließend die oben berechneten Werte.
10. Versuchen Sie den Kondensator  $C_1$  mittels AC-Analyse so zu optimieren, dass sich am Knoten 8 eine Durchlasskurve ergibt, die ihr Maximum etwa bei  $77,5 \text{ kHz}$  hat und der Phasenwinkel möglichst  $180^\circ$  beträgt.



```

* D:\Circuit\DCF77_10.cir
*
VCC 1 0 5V
R12 2 1 1k
C9 2 0 100nF
VS s 0 AC 1V Sin(0V 100mV 77.5kHz)
Ra s 5 90k
Rb 5 0 10k
*
J1 3 5 6 BFX
Q1 1 3 7 BCY
*
R1 2 3 {2*R}
R2 6 0 {R}
R3 7 0 10k
R5 8 0 10k
C1 6 0 22nF
C2 7 8 10nF
*
.Lib D:\Spicelib\BJT.phy
.Lib D:\Spicelib\JFET.phy
.Model BFX NJF (VTO=-1V BETA=2.3m
+ LAMBDA=4m Cgd=3.8p Cgs=3.8p)
.Model BCY NPN (IS=7f BF=260 VAF=60
+ CJC=5.5p CJE=12p TF=450p)
.Options reltol=0.00001
*.Temp 50
.TRAN 10ns 30us 0us 100ns
*.AC dec 50 10Hz 10MegHz
.Param R = 3.3k
.Step Param R 3.3k 13.2k 3.3k
.End

```

**Bild 10:** Zur Simulation der Eingangsstufe mit nachgeschaltetem Emitterfolger

## Versuche zu 13.2

### 1. Bestimmung der Transistorparameter

Messen Sie den Drainstrom  $I_D$  in Abhängigkeit von der Gate-Source-Spannung  $V_{GS}$  bei einer Drain-Source-Spannung von  $V_{DS} = 3 \text{ V}$ . Aus einer Kurve  $\sqrt{I_D/\mu\text{A}}$  in Abhängigkeit von  $U_{GS}$  kann dann die Threshold-Spannung  $V_T$  ermittelt werden.

Den Steilheitsparameter  $\beta$  können Sie aus einem Wertepaar  $(I_D, V_{GS})$  und der Kennliniengleichung berechnen. Wiederholen Sie die Berechnung für zwei weitere Wertepaare.

Messen Sie eine Kurve  $I_D = f(V_{DS})$  bei  $V_{GS} = \frac{1}{2} \cdot V_T$  und ermitteln Sie daraus den Parameter  $\lambda$ .

### 2. Dimensionierung der Elemente $R_1$ , $R_2$ und $R_{12}$

Der J-FET soll so betrieben werden, dass am Widerstand  $R_1$  etwa die gleiche Spannung abfällt wie an der Drain-Source-Strecke (Normwert nach E-12). Bestimmen Sie für „Ihren“ Transistor die Elemente  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_{12}$ . Der Spannungsverlust an  $R_{12}$  sollte 300 mV nicht überschreiten; 100 mV ist ein guter Wert.

### 3. Dimensionierung des Emitterfolgers

Der Strom durch  $R_3$  sollte nicht kleiner als 50  $\mu\text{A}$  und nicht größer als 300  $\mu\text{A}$  sein. Wählen Sie einen geeigneten Widerstandswert aus der E-12-Reihe.

### 4. Simulation mit SPICE [7], [8], [10], [11]

Überprüfen Sie Ihre Werte mittels SPICE. Verwenden Sie dafür die von Ihnen ermittelten Transistorparameter. Wichtig ist vor allem eine Kontrolle der DC-Potentiale an den Knoten 2, 3 und 6, für die Sie am besten die Transientenanalyse verwenden und die genannten Knotenpotentiale in *einem* Plot darstellen. Optimieren Sie schließlich den Kondensator  $C_1$ , wie dies im Punkt 10. der Vorbereitungsaufgaben beschrieben ist.

Verwenden Sie dann das Modell des Transistors BF244A [9] und überprüfen Sie die Dimensionierung nochmals. Achten Sie auch hier wieder auf die oben genannten Knotenpotentiale.

### 5. Aufbau des FET-Verstärkers und Messungen

Bauen Sie den Verstärker mit den oben ermittelten Bauteilen zusammen. Für den Versuchsaufbau ist hierfür ein Steckbrett vorgesehen, damit Änderungen leicht möglich sind.

#### DC-Messungen:

Messen Sie zunächst die DC-Potentiale der Knoten 1, 2, 3, 6 und 7 und überprüfen Sie, ob diese Ihren Erwartungen entsprechen. Nehmen Sie gegebenenfalls Korrekturen vor und schreiben die endgültigen Werte direkt in den Schaltplan.

#### AC-Messungen:

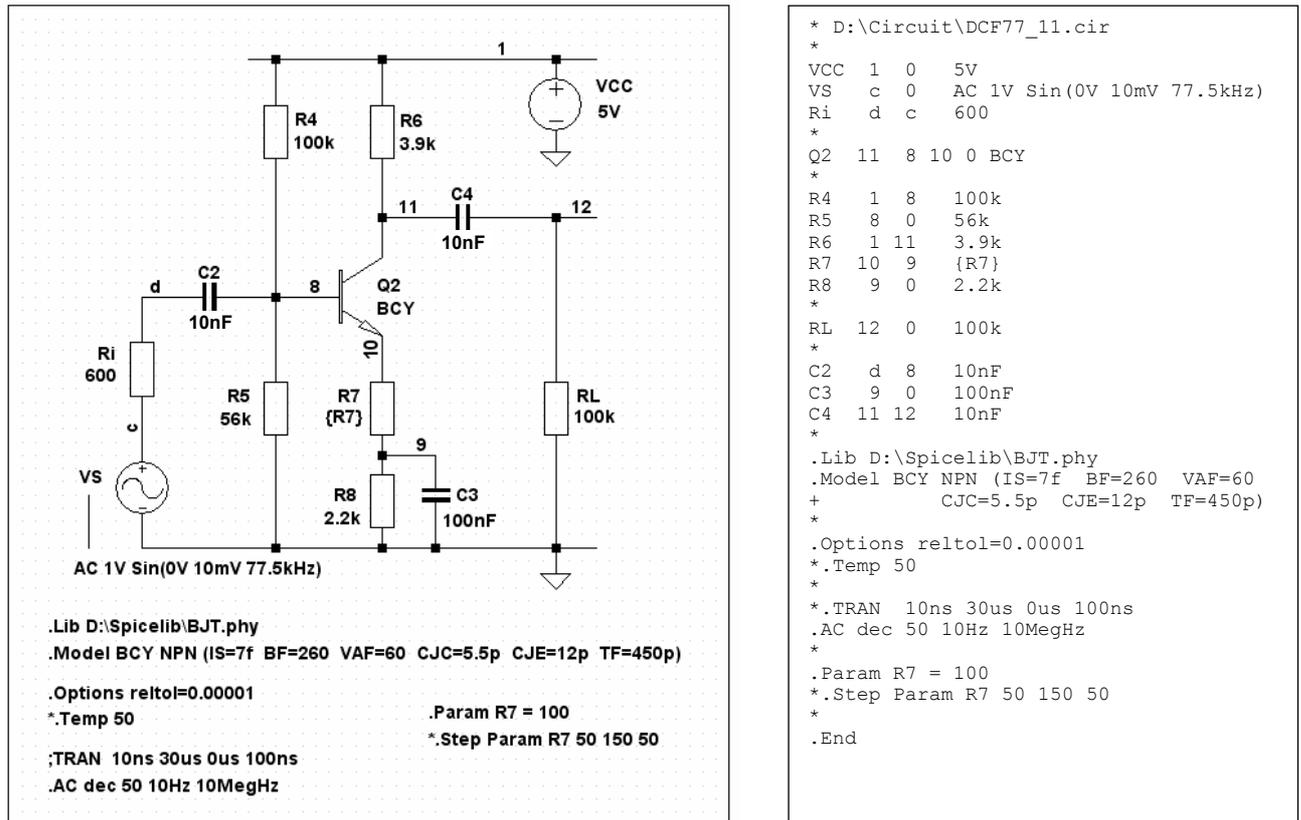
Verwenden Sie die Mess-Schaltung entsprechend **Bild 10** und messen Sie die Verstärkung im Frequenzbereich von 10 kHz bis 1 MHz. Überprüfen Sie zunächst, ob der Kondensator  $C_1$  richtig gewählt wurde. Wählen Sie dann die Frequenzen 10 kHz, 20 kHz, 40 kHz, 80 kHz, 100 kHz, ... und stellen Sie Ihre Messungen grafisch dar (Frequenzachse logarithmisch, Verstärkung linear).

## Versuch 13.3: Zweite Stufe: Transistorverstärker mit einem BJT

### Aufgaben zur Vorbereitung:

1. Dimensionieren Sie die Widerstände  $R_7$ ,  $R_8$ ,  $R_4$  und  $R_5$  unter der Annahme, dass der Widerstand  $R_6$  mit 3,9 k $\Omega$  gegeben ist. *Minimale* Stromverstärkung des Transistors  $Q_2$ :  $B = 100$ .
2. Welche Aufgabe hat der Widerstand  $R_7$ ?
3. Berechnen Sie die Spannungsverstärkung  $A_V$  für den Fall, dass  $R_L$  nicht vorhanden ist (Leerlauf am Knoten 12).
4. Wie groß ist die Grenzverstärkung ( $R_7 = 0$ )?

5. SPICE-Simulation [7], [8], [10], [11]: **Bild 11** zeigt eine einfache Möglichkeit, die zweite Verstärkerstufe isoliert von der übrigen Schaltung zu untersuchen. Simulieren Sie die Schaltung sowohl in Abhängigkeit von der Frequenz (AC-Analyse) als auch im Zeitbereich (Transienten-Analyse). Verwenden Sie zunächst die Beispielergebnisse und anschließend Ihre berechneten Werte.
6. Überprüfen Sie die Temperaturstabilität der Schaltung, indem Sie die Transientenanalyse für drei Temperaturen (0 °C, 50 °C und 100 °C) starten und die drei Knotenpotentiale V(1), V(11) und V(10) in einem Plot darstellen. Die Temperatur wird über die Zeile „Temp <Wert>“ angegeben.
7. Versuchen Sie den Koppelkondensator C<sub>2</sub> mittels AC-Analyse so zu optimieren, dass die untere Grenzfrequenz etwa 20 kHz beträgt. Beziehen Sie anschließend auch den Kondensator C<sub>3</sub> mit ein.



**Bild 11:** Zur Simulation der zweiten Stufe: Transistorverstärker mit BJT

## Versuche zu 13.3

### 1. Bestimmung der Transistorparameter

Messen Sie den Kollektorstrom  $I_C$  in Abhängigkeit von der Basis-Emitter-Spannung  $V_{BE}$  bei einer Kollektor-Emitter-Spannung von  $V_{CE} = 3V$ . Ein Kollektorstrom-Bereich von  $100 \mu A$  bis  $2 mA$  ist für unsere Anwendungen ausreichend. Messen Sie auch die Temperatur am Ort des Transistors. Ermitteln Sie dann für ein Wertepaar (z.B.  $I_C = 500 \mu A$ ,  $V_{BE} = \text{Messwert}$ ) mit Hilfe der Kennliniengleichung den Sättigungsstrom  $I_S$ . (Emissionskoeffizient  $N = 1$ ).

Rechnen Sie den für Raumtemperatur ermittelten Wert für die Normtemperatur von  $T_0 = 300 K (\hat{=} 27^\circ C)$  um. Der Sättigungsstrom  $I_S$  hängt wie folgt von der Temperatur ab:

$$I_S(T) = I^* \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^\kappa \cdot e^{-\frac{V_G}{V_t}}; \quad \kappa = 2 \dots 4; \quad V_G = 1,2 V (\hat{=} 1,2 eV). \quad (39)$$

Hierin ist  $I^*$  eine nicht weiter wichtige Konstante,  $V_G$  der Bandabstand in Volt,  $V_t$  die „Temperaturspannung“ (siehe Gleichung (30)), und  $\kappa$  ist ein Exponent zwischen 2 und 4, der die Temperaturabhängigkeit der effektiven Zustandsdichten  $N_L$  und  $N_V$  des Halbleiters enthält, sowie von der Beweglichkeit  $\mu$  ( $\mu_n$  beim NPN-

Transistor) der Minoritätsträger in der Basis abhängt. Wendet man Gleichung (39) einmal für die Temperatur  $T$  und einmal für die Normtemperatur  $T_0$  an und bildet den Quotienten, so erhält man die folgende Umrechnungsbeziehung:

$$\frac{I_S(T_0)}{I_S(T)} = \frac{\cancel{A} \cdot \left(\frac{T_0}{T_0}\right)^k \cdot e^{-\frac{V_G}{V_{t0}}}}{\cancel{A} \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^k \cdot e^{-\frac{V_G}{V_t}}} = \left(\frac{T_0}{T}\right)^k \cdot e^{-\frac{V_G}{V_{t0}} + \frac{V_G}{V_t}} = \left(\frac{T_0}{T}\right)^k \cdot e^{V_G \cdot \left(\frac{1}{V_t} - \frac{1}{V_{t0}}\right)}. \quad (40)$$

Messen Sie ferner den Basisstrom  $I_B$  für einen Kollektorstrom von  $I_C = 500 \mu\text{A}$  und ermitteln Sie daraus die Stromverstärkung  $B$  ( $B_F \approx B$ ).

Messen Sie eine Kurve  $I_C = f(V_{CE})$  bei  $V_{BE} = \text{konst.}$  und ermitteln Sie daraus die Early-Spannung  $V_{AF}$ . Wählen Sie  $V_{BE}$  so, dass der Kollektorstrom nicht größer als etwa  $500 \mu\text{A}$  wird.

## 2. Simulation mit SPICE [7], [8], [10], [11]

Überprüfen Sie Ihre Dimensionierung aus den Vorbereitungsaufgaben mittels SPICE. Verwenden Sie dafür die von Ihnen ermittelten Transistorparameter. Wichtig ist vor allem eine Kontrolle der DC-Potentiale an den Knoten 1, 11 und 10, für die Sie am besten die Transientenanalyse verwenden und die genannten Knotenpotentiale in *einem* Plot darstellen. Optimieren Sie schließlich den Koppelkondensator  $C_2$ , wie dies im Punkt 7. der Vorbereitungsaufgaben beschrieben ist.

Verwenden Sie dann das Modell des Transistors BC549C [9] und überprüfen Sie die Dimensionierung nochmals. Achten Sie auch hier wieder auf die oben genannten Knotenpotentiale.

Probieren Sie dann auch den Typ BC549B [9].

## 3. Aufbau des Verstärkers und Messungen

Bauen Sie den Verstärker mit den oben ermittelten Bauteilen zusammen. Für den Versuchsaufbau ist hierfür ein Steckbrett vorgesehen, damit Änderungen leicht möglich sind.

### DC-Messungen:

Messen Sie zunächst die DC-Potentiale der Knoten 1, 11, 8, 10 und 9 und überprüfen Sie, ob diese Ihren Erwartungen entsprechen. Nehmen Sie gegebenenfalls Korrekturen vor und schreiben Sie die endgültigen Werte direkt in den Schaltplan.

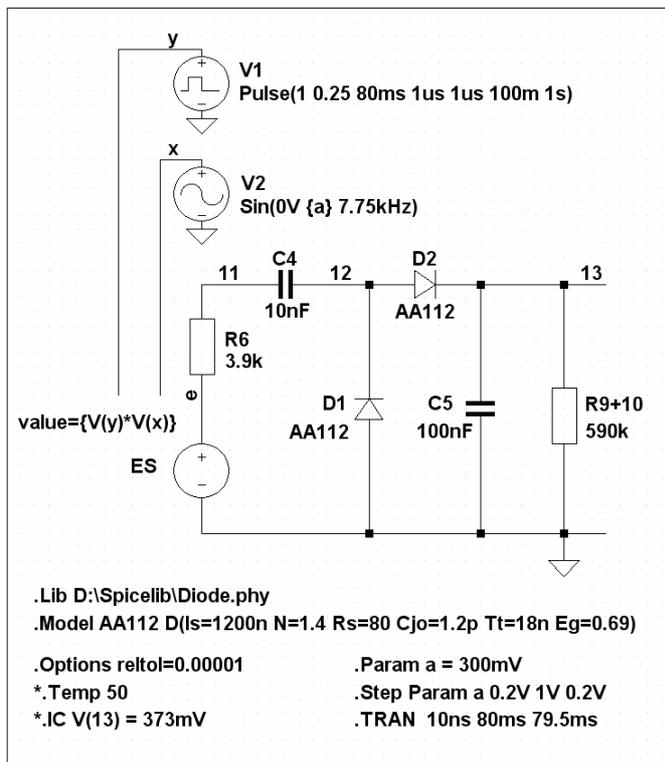
### AC-Messungen:

Verwenden Sie die Mess-Schaltung entsprechend **Bild 11** und messen Sie die Verstärkung im Frequenzbereich von 10 kHz bis 10 MHz. Überprüfen Sie zunächst, ob der Kondensator  $C_2$  richtig gewählt wurde. Wählen Sie dann die Frequenzen 10 kHz, 20 kHz, 40 kHz, 80 kHz, 100 kHz, ... und stellen Sie Ihre Messungen grafisch dar (Frequenzachse logarithmisch, Verstärkung linear).

## Versuch 13.4: Demodulator und Impulsaufbereitung

### Aufgaben zur Vorbereitung:

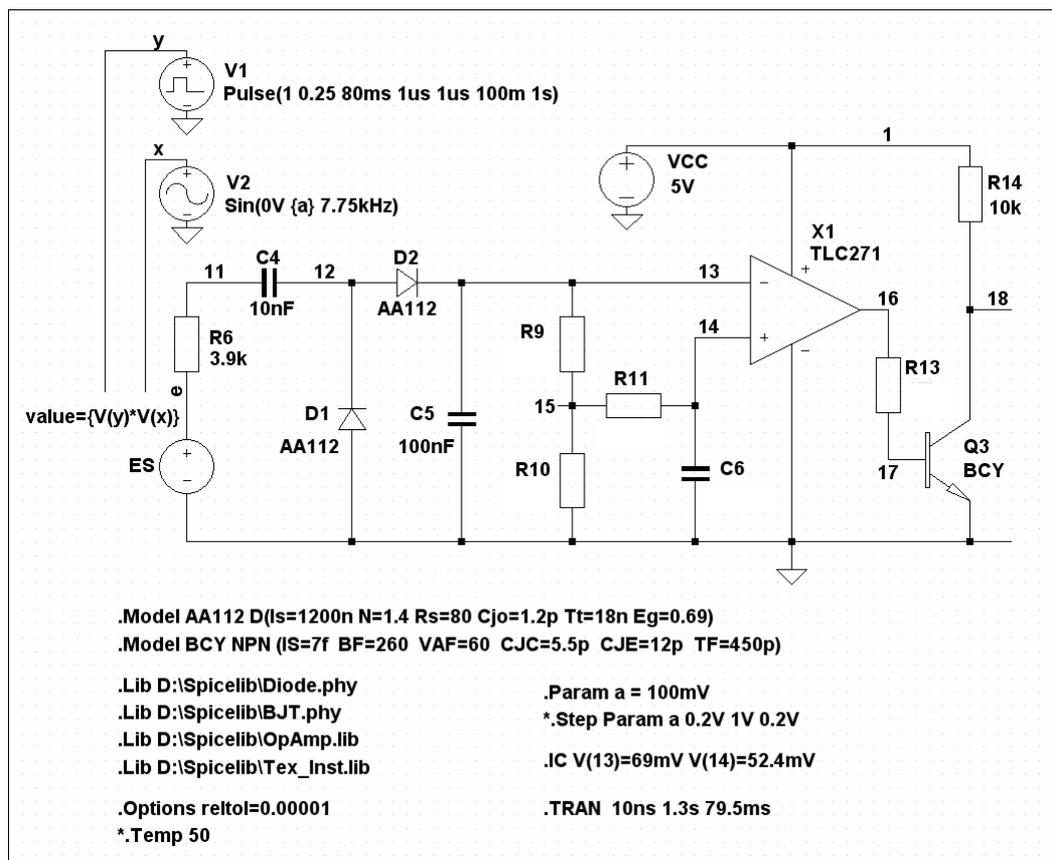
1. Erklären Sie die Funktionsweise der als Demodulator verwendeten Spannungsverdopplerschaltung (erforderliche Bilder können sehr vorteilhaft mit dem Simulationsprogramm SPICE erzeugt werden).
2. Worauf ist bei der Auswahl der Dioden zu achten? Kurze Erklärung ist notwendig.
3. Vergleichen Sie die SPICE-Parameter [9] der Germanium-Diode AA112 mit denen der Silicium-Diode D1N4148. Wo sind die wesentlichen Unterschiede zu erkennen?
4. SPICE-Simulation [7], [8], [10], [11]: **Bild 12** zeigt eine Möglichkeit, den Demodulator mittels SPICE zu untersuchen. Das Signal wird durch eine gesteuerte Spannungsquelle  $E_S$  dargestellt, deren Wert das Produkt der sinusförmigen Träger-Quelle  $V_2$  und der Pulsquelle  $V_1$  ist. Dabei übernimmt die Quelle  $V_1$  die Simulation der Trägerabsenkung von 100 % auf 25 % (1 auf 0,25). Die Amplitude des Trägers wird hier nicht direkt durch einen Spannungswert angegeben, sondern durch den Parameter „a“. Eine schrittweise Veränderung der Amplitude kann dann mit Hilfe der Step-Anweisung vorgenommen wer-



```

* D:\Circuit\DCF77_12.cir
*
V1 y 0 Pulse(1 0.25 80ms 1us 1us 100m 1s)
V2 x 0 Sin(0V {a} 7.75kHz)
ES e 0 value={V(y)*V(x)}
*
R6 11 e 3.9k
C4 11 12 10nF
C5 13 0 100nF
*
D1 0 12 AA112
D2 12 13 AA112
*
R9+10 13 0 590k
*
.Model AA112 D(Is=1200n N=1.4 Rs=80
+ Cjo=1.2p Tt=18n Eg=0.69)
*
.Lib D:\Spicelib\Diode.phy
*
.Options reltol=0.00001
.TRAN 10ns 80ms 79.5ms
*.Temp 50
*
*.Param a = 300mV
.Step Param a 0.2V 1V 0.2V
*
*.IC V(13) = 373mV
*
.End
    
```

**Bild 12:** Zur Simulation des Demodulators



**Bild 13:** Zur Simulation des Demodulators mit nachgeschalteter Impulsaufbereitungsschaltung

den. Die Simulationszeit ist bei der üblichen Trägerfrequenz von 77,5 kHz sehr lang. Um diese Zeit zu reduzieren, wird hier nur 1/10 der Frequenz, also 7,75 kHz, gewählt. Die Transienten-Anweisung „läuft“ im Beispiel **Bild 12** bis 80 ms, und der Anfang, d.h. die ersten 79,5 ms, werden in der Darstellung unterdrückt. Zu sehen sein wird also nur der Zeitbereich von 79,5 ms bis 80 ms, und die Zeitachse beginnt wieder bei Null.

Verwenden Sie nun die derart vorbereitete Schaltung (bzw. Circuit-Datei) zur Ermittlung der gleichgerichteten Spannung am Knoten 13 in Abhängigkeit von der Signalamplitude  $a$ . Verwenden Sie zunächst den angegebenen Bereich von 0,2 V ... 1 V (Schrittweite: 0,2 V), und untersuchen Sie anschließend auch den Bereich kleinerer Werte für  $a$ : 50 mV ... 200 mV (Schrittweite: 50 mV). Zeichnen Sie eine Kurve  $V(13)$  in Abhängigkeit von  $a$ .

5. Wiederholen Sie die Simulation mit Silicium-Dioden (z.B. Typ D1N4148 [9]) und stellen Sie die Ergebnisse im selben Bild dar. Vergleichen Sie die Ergebnisse miteinander.
6. Dehnen Sie die Simulationszeit bis etwa 1,3 s aus und wählen eine vergleichsweise kleine Amplitude von  $a = 25$  mV. Die Step-Anweisung kann „ausgeschaltet“ werden. Führen Sie die Simulation sowohl mit Germanium- als auch mit Silicium-Dioden durch und vergleichen die Ergebnisse miteinander. Was erkennen Sie?
7. Dimensionieren Sie die Widerstände  $R_9$  und  $R_{10}$  in **Bild 13** (Normwerte aus E-12). Nehmen Sie für den Ladekondensator einen Wert von  $C_5 = 100$  nF und eine Entladezeitkonstante von etwa 60 ms an. Die Spannung am Knoten 15 sollte ca. 80 % der Spannung am Knoten 13 betragen.
8. Berechnen Sie den Tiefpass  $R_{11}$ ,  $C_6$  für eine Zeitkonstante von ungefähr 1 s. Der Widerstand  $R_{11}$  sollte nicht kleiner als 5,6 M $\Omega$  und nicht größer als 22 M $\Omega$  sein.
9. Dimensionieren Sie den Widerstand  $R_{13}$  derart, dass der Transistor  $Q_3$  bei minimaler Stromverstärkung  $B = 100$  einem Kollektor-Widerstand von  $R_{14} = 1$  k $\Omega$  gerade voll treiben kann. Die Ausgangsspannung am Knoten (16) kann mit  $V(16) = 3,5$  V angenommen werden. Wählen Sie dann aber für  $R_{14}$  einen Wert von 10 k $\Omega$ .
10. Simulieren Sie die endgültige Schaltung nach **Bild 13** mit einer Trägeramplitude von  $a = 100$  mV. Der Komparator (OP TLC271 [9]) muss als Subcircuit [7], [8], [10], [11] eingebaut werden. Im Schaltplan braucht nur das Operationsverstärker-Symbol platziert und richtig angeschlossen zu werden, und in der Circuit-Datei geschieht dies durch Einfügen der Zeile

```
X1 14 13 1 0 16 TLC271.
```

Die Reihenfolge der Knoten ist: +IN -IN VCC GND OUT. Wichtig ist außerdem, dass auf das Modell durch Angabe der Bibliothek verwiesen wird.

Da die Zeitkonstante des Tiefpass-Filters  $R_{11}$ ,  $C_6$  für eine große Zeitkonstante von etwa 1 s ausgelegt ist, dauert das Erreichen des „eingeschwungenen Zustandes“ entsprechend lange. Durch Vorgabe von Anfangsbedingungen kann man dies abkürzen. So werden durch die Zeile

```
.IC V(13)=69mV V(14)=52.4mV [7], [8], [10], [11]
```

die Anfangswerte für die Potentiale der Knoten 13 und 14 vorgegeben. Diese Werte schätzt man einfach nur ab. Genaue Werte sind nicht erforderlich; man kann sie später auch noch korrigieren.

Starten Sie die Simulation und stellen Sie die Potentiale der Knoten 13 und 14 in *einem* Plot dar und das endgültige Ausgangssignal des Knotens 18 in einem weiteren Plot-Fenster.

11. Wiederholen Sie die Simulation mit einer Trägeramplitude von  $a = 25$  mV und mit einer von  $a = 1$  V. Schätzen Sie dazu vorher die Startbedingungen für die Knoten 13 und 14 ab.

## Versuche zu 13.4

### 1. Bestimmung der Diodenparameter

- DC-Parameter ( $I_S$ ,  $N$ ,  $R_S$ )

Die wichtigsten Parameter der Diode sollen ermittelt werden. Zur Aufnahme der Gleichstrom-Kennlinie bietet sich der Einsatz eines Kennlinienschreibers an. Man gewinnt sehr rasch einen Überblick über die Kennlinie und kann sie auch punktweise aufnehmen. Aus der Gleichstromkennlinie können dann drei Parameter ermittelt werden: Sättigungsstrom  $I_S$ , Emissions-Koeffizient  $N$  und Bahnwiderstand  $R_S$ . Der Strom durch die Diode ist bekanntlich durch die Gleichung (41) gegeben:

$$I = I_S \cdot \left( e^{\frac{V - I \cdot R_S}{N \cdot V_t}} - 1 \right); \quad V_t = \frac{k \cdot T}{q}, \text{ siehe (30)} \quad (41)$$

Bei Spannungen größer als etwa 100 mV ist der Exponentialterm deutlich größer als 1, und bei kleinen Strömen ist der Spannungsabfall am Bahnwiderstand  $R_S$  noch gering. Gleichung (41) kann für diesen Bereich der Kennlinie vereinfacht werden:

$$I \approx I_S \cdot e^{\frac{V}{N \cdot V_t}}, \text{ für } V > 100 \text{ mV, aber } I \cdot R_S \ll V \text{ (kleine Ströme).} \quad (42)$$

Wendet man Gleichung (42) für zwei Wertepaare an, kann man sehr einfach den Emissionskoeffizienten  $N$  ermitteln:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{I_S \cdot e^{\frac{V_2}{N \cdot V_t}}}{I_S \cdot e^{\frac{V_1}{N \cdot V_t}}} = e^{\frac{1}{N \cdot V_t} (V_2 - V_1)} \rightarrow \ln\left(\frac{I_2}{I_1}\right) = \frac{1}{N \cdot V_t} \cdot (V_2 - V_1) \rightarrow$$

$$N = \frac{V_2 - V_1}{V_t \cdot \ln\left(\frac{I_2}{I_1}\right)}. \quad (43)$$

Messen Sie also für eine Germanium-Diode AA112 [9] die Kennlinie im Bereich von -1 V ... +800 mV in Schritten von 50 mV und stellen Sie die Messwerte für den *Durchlass-Bereich* im „halblogarithmischen“ Maßstab dar (Spannungsachse linear, Stromachse logarithmisch). Im „mittleren“ Bereich sollte sich nach (42) dann eine Gerade ergeben. Legen Sie in diesem Bereich eine Tangente an die gemessene Kurve und lesen zwei Wertepaare ab, die auf der Tangente liegen. Messen Sie die Temperatur in der Umgebung der Diode, ermitteln Sie  $V_t$  und bestimmen Sie nach (43) den Parameter  $N$ .

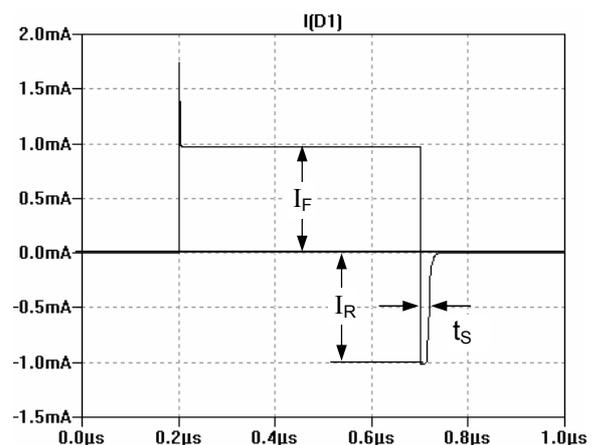
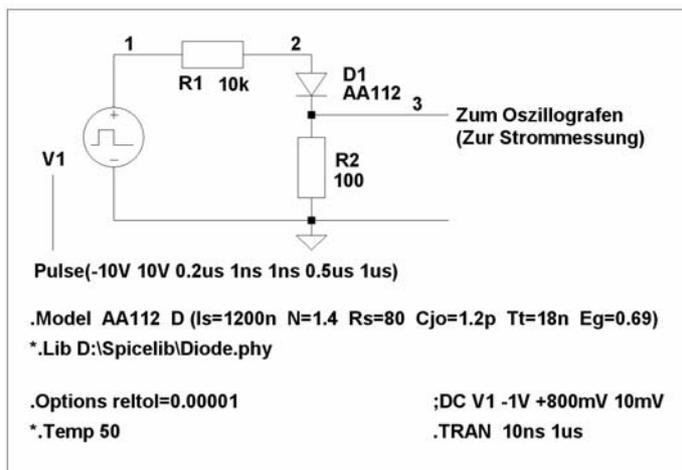
Den Parameter  $I_S$  kann man aus Gleichung (42) ermitteln, wenn man ein geeignetes Wertepaar einsetzt. Vergleichen Sie den so bestimmten Wert mit einer Sperrstrommessung bei etwa -1V.

Schauen Sie sich zum Vergleich auch die Kennlinie einer Silicium-Diode (z.B. D1N4148 [9]) mit dem Kennliniensreiber an und notieren Sie die wesentlichen Unterschiede zur Germanium-Diode im Protokoll.

- Dynamische Parameter ( $C_{JO}$ ,  $T_T$ )

Die Sperrschichtkapazität  $C_{JO}$  könnte mit einer Kapazitätsmessbrücke gemessen werden, die die Diode nur mit einer kleinen Wechselspannung von maximal 25 mV „belastet“. Da eine solche zurzeit nicht zur Verfügung steht, müssen wir auf diese Messung vorläufig verzichten.

Die Transit-Time  $T_T$  kann mit einer Schaltung nach **Bild 14** näherungsweise ermittelt werden.



**Bild 14:** Zur Bestimmung der Transit-Time  $T_T$

Während der Fluss-Zeit „lädt“ der Strom  $I_F$  die Diffusionskapazität auf. Die gespeicherte Ladung  $Q$  kann bei symmetrischer Spannung  $V_1$  näherungsweise durch den Fluss-Strom  $I_F$  und den Parameter  $T_T$  ausgedrückt werden:

$$Q \approx 0,7 \cdot I_F \cdot T_T. \quad (44)$$

Beim Übergang in den Sperr-Bereich muss die Ladung  $Q$  wieder ausgeräumt werden. Die „Fläche“ unter der Rückstrom-Kurve ist demnach mit der gespeicherten Ladung  $Q$  gleichzusetzen:

$$Q \approx 0,7 \cdot I_F \cdot T_T \approx I_R \cdot t_S ; t_S = \text{Speicherzeit.} \quad (45)$$

Bestimmen Sie nach der geschilderten Methode näherungsweise den Parameter  $T_T$ .

## 2. Gleichrichter-Kennlinie

Bauen Sie die Schaltung nach **Bild 12** mit Germanium-Dioden (AA112 [9]) auf. Für den Versuchsaufbau ist hierfür ein Steckbrett vorgesehen, damit Änderungen leicht möglich sind. Messen Sie dann die Gleichspannung  $V(13)$  in Abhängigkeit von der Amplitude  $a$  (Bereich von  $a$  ähnlich wie Vorbereitungsaufgabe 4). Stellen Sie das Ergebnis grafisch dar. Verwenden Sie als Trägerfrequenz drei verschiedene Werte: Niedrige Frequenz  $f = 7,75 \text{ kHz}$ ; reguläre Frequenz  $f = 77,5 \text{ kHz}$  und hohe Frequenz  $f = 775 \text{ kHz}$ .

Wiederholen Sie die Messungen mit Silicium-Dioden (D1N4148 [9]) für  $f = 7,75 \text{ kHz}$  und zeichnen Sie das Ergebnis in dasselbe Diagramm ein.

Vergleichen Sie die Messergebnisse mit entsprechenden simulierten Kurven.

## 3. Impulsaufbereitung

Erweitern Sie die Schaltung um die Impulsaufbereitungsstufe entsprechend **Bild 13**. Untersuchen Sie nun den kompletten Demodulator mit der regulären Signalfrequenz von  $f = 77,5 \text{ kHz}$  bei verschiedenen Eingangsamplituden  $a$ . Ermitteln Sie die Bereichsgrenzen der Amplitude  $a$  (kleinster und größter Wert) für einwandfreie Erkennung des demodulierten Signals.

# Versuch 13.5: Gesamtschaltung

## Aufgaben zur Vorbereitung:

1. Erstellen Sie ein Gesamtschaltbild mit allen vorher bestimmten Werten.
2. Berechnen Sie für Ihre Schaltung mit Hilfe der vorangegangenen Versuchsergebnisse die erwartete Gesamtverstärkung.

## Versuche zu 13.5

### 1. Zusammenbau der Schaltung

Zum Abschluss des Projektes „DCF77-Empfänger“ sollen nun die einzelnen, vorher erprobten Baugruppen zusammengeschaltet und das Ganze dann in Betrieb genommen werden. Auch hier verwenden wir zunächst das Steckbrett. Änderungen sind dann leicht noch möglich. Achten Sie beim Aufbau auf möglichst kurze Leitungsführung, vermeiden Sie „Erdschleifen“ und zu starke kapazitive Kopplung des Ausgangsknotens 11 auf den Antennen-Eingang. Wegen der doch relativ hohen Gesamtverstärkung könnte die Schaltung sonst leicht zum Oszillator werden. Die Rückkopplungsspule wird zunächst noch nicht eingebaut. Zwischen den Knoten 3 und 4 wird also eine Kurzschlussbrücke vorgesehen.

Der Knoten 18 ist der Ausgang des Empfängers. Hier wird eine digitale Schaltung oder ein PC zur endgültigen Darstellung der empfangenen Zeit angeschlossen. Den Widerstand  $R_{14}$  kann man auch durch eine LED ersetzen, um die sekundlichen Trägerabsenkungen *optisch* sichtbar zu machen. In den Emitterzweig sollte man dann aber zur Einstellung des Stromes einen passenden Widerstand einbauen ( $270 \Omega \dots 470 \Omega$ ); der Widerstand  $R_{13}$  kann dann im Prinzip entfallen.

### 2. Inbetriebnahme

Wenn alles zusammengeschaltet ist, sollte man vorsichtshalber die Gleichspannungspotentiale an den Anschlüssen der Transistoren nachmessen, um sicher zu stellen, dass alle im „aktiven“ Bereich arbeiten.

Stimmt alles, kann man an den Abgleich des Eingangs-Schwingkreises herangehen: Zuerst ist die augenblickliche Resonanzfrequenz des Schwingkreises festzustellen. Dazu wird ein Generator, dessen Frequenz möglichst genau eingestellt werden kann, *lose* an den Antenneneingang angekoppelt (induktiv oder kapazitiv), und zur Beobachtung des Ausgangssignals am Knoten 7 oder am Knoten 11 wird ein Oszillograf angeschlossen. Maximales Ausgangssignal deutet auf Resonanz hin. Aus der Abweichung der augenblicklichen Resonanzfrequenz vom Sollwert  $77,5 \text{ kHz}$  und dem  $A_L$ -Wert kann nun eine Korrektur der Windungszahl ermittelt werden. Ein Feinabgleich erfolgt später mit einem Trimm-Kondensator oder durch Verschieben der Spule.

Nach diesem „Vorabgleich“ sollte eigentlich ein Empfang des DCF77-Signals schon möglich sein. Dies erkennt man an der sekundlichen Trägerabsenkung. Der Trimm-Kondensator ermöglicht schließlich eine Einstellung auf Empfangsmaximum. Dies gelingt natürlich auch durch Verschieben der Spule auf dem Kern.

Eine weitere Steigerung der Empfindlichkeit und damit eine Verbesserung der Trennschärfe kann durch die schon erwähnte Rückkopplung vorgenommen werden. Die Kopplung zwischen Rückkopplungs-Spule  $L_1$  und Schwingkreisspule  $L_0$  sollte nur so stark gewählt werden, wie es die Empfangsverhältnisse erfordern (siehe Abschnitte 4.1 und 4.5). Beim Anschluss der Spule  $L_1$  ist auf richtige Polung zu achten! Dies probiert man am besten aus.

Wenn die Zeit es erlaubt, kann die ganze Schaltung schließlich auf einer kleinen Leiterplatte zusammengebaut werden. Auch hier sollte man bei der Layouterstellung die oben angegebenen Hinweise beachten.

## 7. Literatur

- [1] Ulrich. Lindemann: DCF77-Normalzeit-Dekoder; Labor für Prozessdatenverarbeitung, FH Hannover
- [2] <http://www.ptb.de/de/org/4/43/433/verbr.htm>
- [3] Peter Hetzel, L.Rohbeck: Datums- und Zeitangabe drahtlos empfangen; Funkschau 1974, S. 727-730
- [4] Helmut Pape, DK2ZA: Projekt Zeitzeichenempfänger DCF 77; TJFBV-Arbeitskreis, Amateurfunk in der Schule, S. 29-40 und 95-96
- [5] U. Tietze, Ch. Schenk: Halbleiter-Schaltungstechnik; 11. Auflage, Springer 1999
- [6] Michael Reisch: Elektronische Bauelemente; Springer 1998
- [7] Dietmar Ehrhardt, Jürgen Schulte: Simulieren mit PSPICE; 2. Auflage, Vieweg 1995
- [8] Karl-Hermann Cordes: Einführung in das Simulationsprogramm SPICE; FH Hannover, \docs\etech\cordes\spice\spice.pdf
- [9] SPICE-Parameter: \docs\etech\cordes\spice\spicelib\\* . \*
- [10] Mike Engelhardt: Simulationsprogramm LT\_SPICE (SwitcherCAD III); <http://www.Linear.com/software>
- [11] Karl-Hermann Cordes: Verschiedene Beispiele und Übungen zum Simulationsprogramm SPICE; \docs\etech\cordes\spice\