

Kurze Dr. Jupp

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN-CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 31

Untersuchungen zur Entwicklung einer elektronischen Fern-
sprechvermittlungsanlage und Beschreibung der Ausführung

Teil 3: Die Signaleinrichtungen

Dipl.-Ing. W. BECKER

1 9 5 9

Untersuchungen zur Entwicklung einer elektronischen Fernsprech-
vermittlungsanlage und Beschreibung der Ausführung

Teil 3: Die Signaleinrichtungen

Zusammenfassung

Nachdem allgemein die Aufgaben und die sich daraus ergebenden Anordnungsfragen für die Signaleinrichtung sowie einige durch den vollelektronischen Lösungsweg dabei auftretende Probleme besprochen wurden, werden zunächst die Wechselspannungsquellen für die Signalspannungen mit ihren Modulations- und gegebenenfalls Regeleinrichtungen behandelt. Es folgen Kapitel über das Wählzeichen, das Besetztzeichen, gegliedert in Gassenbesetztzeichen und Teilnehmerbesetztzeichen, sowie den Ruf und das Freizeichen. Dem Problem der Durchschaltung der Rufwechselspannung wird dabei wegen seiner Schwierigkeit besonderer Raum gegeben. Zum Abschluß wird der mechanische Aufbau der Schaltungen beschrieben, und es werden Konstruktionsmerkmale eines Gerätes zur labormäßigen Herstellung von Rasterplatten mit Kupferstiften zur Aufnahme der Schaltung angegeben. Ferner werden Anmerkungen zum mechanischen Aufbau der Gesamtanlage gemacht.

Der Anhang des Berichts enthält eine Abhandlung über das Problem der Schaltung reinen Wechselstroms in teilweise inversem Betrieb mit Transistoren. Anhand von Diagrammen wird gezeigt, daß die Eignung der Transistortypen hierfür unterschiedlich ist. Wie aus den aufgenommenen Kennlinien ersichtlich ist, verhält sich der Transistor OC 30 in dieser Hinsicht sehr günstig.

Ferner wird ein Verfahren angegeben, um normale Transistoren bezüglich der Wechselstromdurchschaltung in symmetrische Transistoren umzuwandeln. Zum Schluß werden die Rückwirkungen des zu schaltenden Wechselstroms auf den Steuerkreis besprochen und auf eine dabei bestehende Möglichkeit des Auftretens negativer Eingangswiderstände zwischen Basis und Emitter hingewiesen.

Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung

Der Bearbeiter

gez. Becker

(Dipl.-Ing. W. Becker)

Der Abteilungsleiter

Der Institutsdirektor

gez. Rotherth

gez. Cremer

(Prof.Dr.-Ing. G. Rotherth)

(Prof.Dr.-Ing. L. Cremer)

Berlin-Charlottenburg, den 26. Oktober 1959

Inhaltsübersicht

1. Aufgaben der Signaleinrichtung
2. Zentrale Generatoren
 - a) 450 Hz Generator
 - b) 800 Hz Generator
 - c) Erzeugung des Wählzeichenrhythmus
 - d) Erzeugung des Besetztzeichenrhythmus
 - e) Erzeugung des Ruf- und Freizeichenrhythmus
 - f) Rufspannungsregeleinrichtung
3. Das Wählzeichen
 - a) Grundlegende Gedanken
 - b) Ausführung
4. Das Besetztzeichen
 - a) Gassenbesetztzeichen
 - α) Grundlegende Gedanken
 - β) Ausführung
 - b) Teilnehmerbesetztzeichen
 - α) Grundlegende Gedanken
 - β) Ausführung
5. Ruf und Freizeichen
 - a) Grundlegende Gedanken
 - b) Ausführung I
 - c) Ausführung II
6. Mechanischer Aufbau der Gesamtanlage

A n h a n g : Wechselstromschaltung mit den
Transistoren OC 30 und OC 76

1. Aufgaben der Signaleinrichtung

Die für das am Institut hergestellte Versuchssamt entwickelte Signalanlage umfaßt die Erzeugung und Anschaltung des Wählzeichens, des Besetztzeichens, des Rufes und des Freizeichens. Alle diese Signale müssen für längere Zeit dem Teilnehmer zur Verfügung gestellt werden können, da der Teilnehmer sie gehörmäßig wahrnehmen, nach ihrer Bedeutung unterscheiden und daraufhin reagieren soll. Im Gegensatz zur Bereitstellung der erforderlichen Frequenzen und Rhythmen, die im Amt zentral erfolgen kann, müssen also für die Anschaltung an die Teilnehmer mehrere, parallele Einrichtungen vorhanden sein.

Das Wählzeichen soll von dem Augenblick an, in dem der anrufende Teilnehmer einen freien Verbindungssatz zugeordnet bekommen hat, bis zum Beginn der Wahl ausgesendet werden. Beim Besetztzeichen ist zwischen Gassenbesetztzeichen und Teilnehmerbesetztzeichen zu unterscheiden. Das Gassenbesetztzeichen gelangt zum anrufenden Teilnehmer, wenn kein Verbindungssatz in der Anlage mehr als frei erkannt worden ist und dauert bis zum Auflegen des Handapparates des Anrufers. Das Teilnehmerbesetztzeichen dagegen wird erst nach Beendigung des Verbindungsaufbaus zum Anrufer geschickt, wenn der gewünschte Teilnehmer besetzt ist, d.h. seinen Handapparat bereits vor Beendigung des ihn suchenden Verbindungsaufbaus abgehoben hatte, oder wenn er schon von einem anderen Teilnehmer gerufen wird. Es dauert ebenfalls bis zum Auflegen des Handapparates des Anrufers. Ruf und Freizeichen werden eingeleitet, wenn die Verbindung aufgebaut ist und der angerufene Teilnehmer frei ist, d.h. sein Handapparat aufliegt, und er von keinem anderen Teilnehmer bereits gerufen wird. Während der Ruf zum verlangten Teilnehmer läuft, gelangt das Freizeichen rückwärts zum Anrufer. Beide Signale werden beendet entweder durch Abheben des Handapparates des angerufenen Teilnehmers oder durch Auflegen des Handapparates des Anrufers.

Während in der ausgeführten Anlage die Anschaltung des Wählzeichens und des Teilnehmerbesetztzeichens jedem Verbindungssatz zugeordnet werden konnte, mußten die Durchschalteinrichtungen für das Gassenbesetztzeichen, den Ruf und das Freizeichen pro

Teilnehmer ausgeführt werden. Die Gründe hierfür sind bereits im Technischen Bericht Nr. 29, Abs. 1, Seite 2 kurz behandelt worden. Die bei der Anschaltung des Wähl-, Besetzt- und Freizeichens zu erfüllenden Forderungen liegen im wesentlichen in der Umformung der in der Anlage herrschenden, jeweiligen Bedingungen in die Durchschaltebefehle, also in der Verarbeitung der Information durch Logik-Schaltanordnungen, während für den Ruf wegen der zugrunde gelegten Verwendung der herkömmlichen Teilnehmerapparate die Aufgabe gestellt ist, eine hohe Wechselstromleistung für den angerufenen Teilnehmer zur Verfügung zu stellen, was bei der in der Anlage ausschließlich verwendeten Halbleitertechnik mit dem gegenwärtigen, industriellen Angebot an Transistoren, Dioden, Transformatoren und Kondensatoren nicht ohne Schwierigkeiten zu verwirklichen ist. Mit der im Abs. 5 c dieses Berichtes beschriebenen Ausführung II konnten die bei der Deutschen Bundespost verwendeten Ruffleistungen sicher erreicht werden, ohne daß Spezialelemente benutzt werden mußten.

Eine weitere Aufgabe, deren Behandlung beim Einfügen der Signaleinrichtung in die Schaltung des Amtes erforderlich wird, entsteht durch die Verwendung elektronischer Schaltmittel, deren Schaltverhältnis bisher noch schlechter als das mechanischer Kontakte ist. Es muß darauf geachtet werden, daß über die Verzweigungsstellen der zentral erzeugten Spannungen zu den einzelnen Verbindungssätzen oder Teilnehmern kein unerwünschtes Nebensprechen auftreten kann. Durch diese Forderung wird ein zusätzlicher Aufwand gegenüber elektromechanischen Schaltanlagen notwendig.

Da die Entwicklungspraxis neuartiger Vermittlungsanlagen meist so verlaufen wird, daß die Signaleinrichtung erst konstruiert wird, wenn die Verbindungsaufbauprobleme des Amtes bereits gelöst sind, ist man gezwungen, bezüglich der für die Signalisierung zu entwerfenden Schaltungen weitgehend die Anpassung an schon bestehende Einrichtungen der Anlage zu berücksichtigen. Dies führt in einigen Punkten nicht zu den günstigsten Lösungen. Andererseits wäre ein Abstimmen der reinen Vermittlungsschaltungen auf die Belange der Signalgebung häufig ebenfalls unwirtschaftlich, so daß bei der Entwicklungsarbeit die ständige Be-

achtung des Gesamtplanes eine wichtige Regel darstellt, die sich jedoch in der normalen Laborpraxis nicht genügend verwirklichen läßt, da häufig nicht einmal die großen Linien des Gesamtplanes am Anfang der Arbeit ausreichend gesichert sind, und da ferner in der Vermittlungstechnik die Zahl der zu berücksichtigenden Einzelgesichtspunkte außerordentlich groß ist.

2. Zentrale Generatoren

Die Generatoren für 450 und 800 Hz, die Rhythmusgeber für das Wähl-, Besetzt- und Freizeichen, sowie für den Ruf, die zur Modulation der Frequenzen mit dem Rhythmus erforderlichen Einrichtungen, sowie die Regelschaltung für die Rufspannung sind zentral für die gesamte Anlage vorhanden. Soweit sie also auf Bild 1 gezeichnet sind, ist dies nur aus darstellerischen Gründen geschehen und bedeutet nicht, daß sie dem pro Verbindungssatz existierenden Zentralen Glied zugeordnet sind.

Wähl-, Besetzt- und Freizeichen können wegen ihres niedrigen Ausgangspegels gut in Transistoroszillatoren erzeugt werden, während bei mehreren, gleichzeitig zu versorgenden Teilnehmern die Erzeugung der 25 Hz-Ruffrequenz durch Leistungstransistoren bisher sehr kostspielig ist. In der am Institut gebauten Versuchsanlage wurden für den Ruf 50 Hz Netzfrequenz verwendet, da Versuche die Eignung dieser Frequenz für Rufzwecke bewiesen haben.

Um Frequenzverwerfungen bei Beginn und Ende der Zeichenelemente zu verhindern, wurden die Oszillatoren nicht selbst getastet, sondern den kontinuierlichen Generatoren Schalttore angefügt, die im gewünschten Rhythmus leiten und sperren.

a.) 450 Hz-Generator

An den zentralen 450 Hz-Generator mußten erheblich höhere Anforderungen gestellt werden, als an den später für das Freizeichen geschaffenen 800 Hz-Generator, weil er von zwei mit verschiedener Periodenlänge und verschiedenem Tastverhältnis arbeitenden Rhythmusgebern für die Erzeugung des Wähl- und Be-

setztzeichens belastet wird, und weil dabei keine hörbaren Frequenz- und Amplitudenschwankungen hervorgerufen werden dürfen. Am stabilsten im Amplituden- und Frequenzverhalten war bei der gebotenen Kleinheit des Aufbaus ein Multivibrator, dem ein Kollektorbasisverstärker als Pufferstufe nachgeschaltet wurde (Bild 1 unten links, Bild 2 rechts). Die Unsymmetrie in der Schaltung des 450 Hz-Generators ergab sich aus der ursprünglichen Arbeitsweise des Oszillators direkt auf den Ausgangsübertrager ohne Pufferstufe. Sie wurde später nicht beseitigt, da das Oszillogramm der Ausgangsspannung keinen Anlaß dazu ergab. Die von der Pufferstufe gelieferte Ausgangsleistung wurde sehr reichlich bemessen, um den Ausgangsübertrager durch parallele Speisung gleichstromfrei betreiben zu können, damit seine Abmessungen möglichst klein zu halten sind. Eine Vorbelastung parallel zur Sekundärwicklung des Übertragers sorgt wegen der relativ hohen Kupferverluste für eine weitere Stabilisierung des Ausgangspegels. Der geringe Innenwiderstand des Gesamtgenerators ist notwendig, um die oben erwähnte Gefahr einer Modulation des Wählzeichens mit dem Besetztzeichenrhythmus auszuschliessen.

b.) 800 Hz-Generator

Prinzipiell wäre es möglich gewesen, auch das Freizeichen aus dem zentralen 450-Hz-Generator zu speisen. Da jedoch in den Teilnehmerschaltungen die Freizeichenanschaltung in einer Weise erfolgt, die einen, wenn auch sehr schwachen Rückfluß der Rufwechselspannung in den Hörer des anrufenden Teilnehmers erlaubt (maximal 30 mV eff), und da sich diese 50 Hz Spannung der Freizeichenspannung überlagert, entsteht bei einer Freizeichenfrequenz von 450 Hz ein unangenehmer, rauher Ton. Ganz erheblich gebessert wird diese Erscheinung durch Verwendung einer Freizeichenfrequenz von 800 Hz, da jetzt das Freizeichen vom Anrufer als eine Imitation des Weckerrufes empfunden wird, was die Erkennbarkeit des Bedeutungsinhalts dieses Zeichens auch vom Gefühlsmäßigen des Teilnehmers her unterstützt. Der Generator selbst ist auf Bild 3 dargestellt und besteht aus einem über einen dreiteiligen RC-Phasenschieber rückgekoppelten Transistoroszillator. Die Schwingeneigenschaften dieses Oszillators werden verbessert, wenn sein Auskoppelkreis abgestimmt wird. Da die Am-

plitude des Oszillators bei stabilem Arbeiten wesentlich höher ist, als sie für den vorliegenden Zweck gebraucht wurde, ergab sich die Möglichkeit, einen Schwingkreis in den Ausgang zu legen, von dem aus über einen 20 kOhm Widerstand, der die Güte des Kreises nur geringfügig beeinflusst, ausgekoppelt werden konnte. Durch diese Maßnahme wurde eine starke Absenkung des Klirrfaktors erzielt, was bei der relativ hohen Frequenz eventuell den Aufbau der Schalteinrichtungen wegen der auftretenden Streukapazitäten vereinfacht.

c.) Erzeugung des Wählzeichenrhythmus

Die Aufgabe, das Wählzeichen rhythmisch zu tasten, setzt sich aus der Rhythmuserzeugung und der Modulation der Signalfrequenz mit der Rhythmusspannung zusammen. Der Generator für den Wählzeichenrhythmus ist als unsymmetrischer Multivibrator ausgebildet (s. Bild 2) und weist keine schaltungsmäßigen Besonderheiten auf. Er steuert über einen 300 Ohm Widerstand, der der Stabilisierung des Steuerstroms dient, ein aus 2 Golddrahtdioden OA 5 gebildetes Tor für die 450 Hz Spannung. Der 50 μ F Kondensator dient der Abrundung des Zeicheneinsatzes, was für den Teilnehmer das Signal angenehm erscheinen läßt, während der Kondensator an entsprechender Stelle für das Besetztzeichen fortgelassen wurde, um hierbei durch die schärferen Konturen des Zeichens den zu umgehender Reaktion auffordernden Charakter des Signals zu unterstützen, der durch den schnelleren Rhythmus erzeugt wird.

Eine Wählzeichenerzeugung nach dem besprochenen Schema genügt jedoch noch nicht allen betrieblichen Anforderungen. Erhalten nämlich mehrere Teilnehmer gleichzeitig das Wählzeichen, so sind sie am Ausgang des Rhythmusgebers parallel geschaltet. Dadurch besteht für alle Wählzeichenempfänger eine Zusammenschaltung, über die in den Zeichenpausen eine Sprechverbindung möglich ist. Während des 450 Hz Zeichens ist eine derartige Verbindung praktisch nicht feststellbar, da einerseits durch den in diesem Fall angeschlossenen, niederohmigen Generatorausgang die Gesprächsdämpfung außerordentlich ansteigt und andererseits der 450 Hz Ton eine etwa noch übrigbleibende Verständigungsmöglich-

keit völlig ausschließt. In den Zeichenpausen jedoch ist keine Paralleldämpfung vorhanden, und es existiert kein anderes Signal als die von den Teilnehmern herrührende Sprechwechselspannung auf den verschiedenen Verbindungssätzen der gerade anrufenden Teilnehmer, so daß das Übersprechen von einem auf den anderen Verbindungssatz ungehindert stattfinden kann. Es gibt nun 4 Möglichkeiten, diese unerwünschte Erscheinung zu verhindern oder zumindest auf ein praktisch nicht mehr störendes Maß zu reduzieren:

1. für jeden Verbindungssatz einen getrennten Wählzeichengenerator anzuordnen,
2. dem Rhythmusgeber einen Verstärker mit extrem niedrigem Ausgangswiderstand nachzuschalten, so daß die Paralleldämpfung immer sehr groß bleibt,
3. den Ausgang des Rhythmusgebers in den Zeichenpausen durch einen elektronischen Schalter kurzzuschließen,
4. die Anschaltung des Wählzeichens für jeden Verbindungssatz durch einen gesteuerten, nur in einer Richtung für das Zeichen durchlässigen Verstärker vorzunehmen, so daß zwischen zwei das Wählzeichen empfangenden Teilnehmern immer ein Verstärker in Sperrichtung liegt.

Lösung 1 scheidet aus Kostengründen aus. Lösung 2 wäre für ein größeres Amt günstiger als für ein kleines, da die Notwendigkeit der Bereitstellung großer Zeichenleistungen diesem Lösungsweg entgegenkommt. Lösung 3 und 4 wurden in der gebauten Versuchsanlage beide verwendet, um Vergleiche ihrer Wirkungsweise anstellen zu können. Während die Lösung 3 bei Wähl- und Freizeichen zur Anwendung kommt, wurde der Weg 4 beim Besetzzeichen eingeschlagen, wie weiter unten erläutert werden wird. Beide Lösungen erbrachten in der Erprobung eine vollständige Erfüllung der in der Praxis an sie zu stellenden Anforderungen. Wie auf Bild 1 zu erkennen ist, wurde für das Wählzeichen ein Transistor OC 76 parallel zur Ausgangsübertragungswicklung des Rhythmusgebers geschaltet. Dieser Transistor wird im gegenpha-

sigen Sinn zum Diodentor gesperrt oder leitend gemacht, so daß er in den Zeichenpausen durch einen in seine Basis eingespeisten Elektronenstrom mit seiner Kollektor-Emitterstrecke den Übertragerausgang kurzschließt. Die hinter diesem Transistor gezeichneten Pfeile sollen die Vielfachschaltung der verschiedenen Verbindungssätze und Gassenbesetztttore an diesen Punkten andeuten.

d.) Erzeugung des Besetztzeichenrhythmus'

Da die Erzeugung des Besetztzeichenrhythmus' der des Wählzeichenrhythmus' schaltungstechnisch bis auf die schon besprochenen Abweichungen des schnelleren Rhythmus' und des härteren Zeicheneinsatzes gleicht, erübrigt sich ein näheres Eingehen auf die ebenfalls auf Bild 1 und Bild 2 dargestellte Schaltung. Die unmittelbar vor die Basen der Transistoren in den Rhythmusgeneratoren geschalteten Widerstände dienen der Strombegrenzung, während für den Rhythmus hauptsächlich die zu dem 7 V Anschluß führenden Ableitwiderstände maßgebend sind, sofern sie, wie beim Besetztzeichenrhythmusgeber, kleiner als die Begrenzungswiderstände bleiben. Parallel zur Ausgangsübertragerwicklung des Besetztzeichenrhythmustores liegen zwei unter sich antiparallel geschaltete Dioden, die der Begrenzung des Zeichenpegels dienen und damit der Bereitstellung einer definierten Wechselspannung, wegen der wechselnden Belastung durch die im Vielfach nachgeschalteten, getasteten Verstärker, die als in einer Richtung wirkende Ventile zu den einzelnen Verbindungssätzen (Teilnehmerbesetztzeichen) und Teilnehmerzeilen (Gassenbesetztzeichen) hin arbeiten.

e.) Erzeugung des Ruf- und Freizeichenrhythmus'

Wie bereits erwähnt, wurde kein eigener Rufspannungsgenerator eingebaut, sondern es wurde die transformierte Netzwechselspannung von 50 Hz verwendet. Dies bedeutet keinen Nachteil, da es sich zeigte, daß die in den Tischstationen eingebauten Wecker mit 50 Hz Ruffrequenz einwandfrei arbeiteten, so daß ihre Umjustierung nicht erforderlich war.

Da Ruf- und Freizeichenrhythmus identisch sind, werden sie in einem gemeinsamen, unsymmetrischen Multivibrator erzeugt (s. Bild 3). Es konnte ohne Mühe ein Verhältnis von 1 sec. Rufdauer zu 9 sec. Pause eingestellt werden. Eine direkte Ansteuerung des als Wechselstromschalter für den Ruf arbeitenden Transistors OC 30 war wegen des hierfür erforderlichen, starken Basisstromes von ca. 150 mA nicht möglich, da der Rhythmusmultivibrator wegen der großen Kipperiodendauer dafür nicht genügend niederohmig gemacht werden kann. Es mußten zwei stromverstärkende Stufen zwischen Generator und Schalter gefügt werden. Als Schaltung hierfür eignet sich die Kollektorbasissschaltung am besten, da eine Spannungsverstärkung nicht erforderlich ist. Die aus den stromverstärkenden Transistoren gebildete Pufferstufe ist noch aus einem anderen Grunde notwendig: Durchfließt die Kollektor-Emitterstrecke eines Transistors ein Wechselstrom, so entsteht an seiner Basis-Emitterstrecke ein Spannungsabfall mit Gleichstromanteil. Die Gleichspannung ist so gepolt, daß die Basis positiver gegen den Emitter erscheint als ohne diesen Effekt. Hierdurch wird ein zusätzlicher Gleichstrom in den Basissteuerkreis eingespeist, der in gleicher Richtung wie der ansteuernde Basisstrom für die Durchschaltung verläuft. Da sich der Ersatzspannungsgenerator aber innerhalb des Transistors zwischen Basis- und Emitteranschluß befindet, wird das Durchschaltverhalten des Transistors hierdurch verschlechtert (weitere Behandlung des Effektes im Anhang des Berichts). Wäre also keine Pufferstufe vorhanden, so würde im Basiskreis ein vom durch die Kollektor-Emitterstrecke des OC 30 hindurchtretenden Wechselstrom abhängiger Gleichstrom fließen, der wiederum Rückwirkungen auf den Rhythmusgeber ausüben könnte.

Der Transistor OC 30 wird nicht in üblicher Weise mit einer in den Kollektor-Emitterkreis eingespeisten Gleichspannung, der die zu schaltende Wechselkomponente in der Weise überlagert ist, daß sich die Stromrichtung in keinem Zeitpunkt umkehrt, betrieben, sondern er arbeitet als Schalter für reinen, gleichstromfreien Wechselstrom. Das bedingt, daß er jeweils eine Halbwelle des zu schaltenden Wechselstroms im inversen Betrieb (+ am Kollektor; - am Emitter) durchläßt (Ein Bericht über eingehende Untersuchungen dieser Betriebsart findet sich im Anhang). Wie aus

den durchgeführten Untersuchungen hervorgeht, ist es mit dem Transistor OC 30 möglich, bei hinreichend großen Basisströmen, die Unsymmetrie im Durchlaßverhalten für die beiden Halbwellen außerordentlich klein zu halten, so daß der entsprechende Klirrfaktor bei geschalteten Strömen bis zu 1,2 A eff weit unter 1 % bleibt! Sehr viel ungünstiger in dieser Hinsicht verhält sich der Schalttransistor OC 76, was für die Anschaltung des Rufes in der Teilnehmerschaltung von Bedeutung ist, worüber noch berichtet wird.

Es sei der Vollständigkeit halber erwähnt, daß bei der Berechnung des maximal zu schaltenden Stromes zur Summe der gleichzeitig zu erwartenden Verbraucherströme noch der Magnetisierungsstrom I_u des Rhythmusgebertransformators hinzukommt, der relativ hoch ist, da die Transformatorwicklungen mit knapper Induktivität gewickelt werden müssen, um die Kupferverluste in den Wicklungen klein zu halten, damit keine zu großen Pegelschwankungen bei Belastungsänderungen ausgeregelt werden müssen. Der maximale Schaltstrom beträgt in der ausgeführten Anlage ca. 920 mA bei 6,5 V eff. Es ist nicht möglich, die volle Rufspannung von 55 V eff, die für die Teilnehmerapparate benötigt wird, direkt zu schalten, da die Spannungsfestigkeit der Transistoren für eine solche Spannung von 78 V nicht ausreicht. Außerdem wird bei der geschilderten Betriebsweise mindestens die Spitzenspannung als Schaltspannung an der Basis erforderlich, da der als Schalter arbeitende Transistor keine Spannungsverstärkung besitzt. Es wurde für den Rhythmusgeber daher die gut zu beherrschende Spannung von 6,5 V eff = 9,2 V gewählt.

Die Modulation der Freizeichenfrequenz mit dem Takt des Rhythmusgebers erfolgt in einem dem 800 Hz-Generator nachgeschalteten, tastbaren Gegentaktverstärker, dessen Ausgangsspannung durch zwei antiparallel geschaltete Dioden stabilisiert ist. Eine Sprechverbindung zwischen mehreren, das Freizeichen empfangenden Teilnehmern wird nach Abschnitt 2c, Möglichkeit Nr. 3 mittels des gegenphasig zur Testspannung des Verstärkers angesteuerten Transistors OC 76 unterbunden. Die Sekundärwicklungen des Ausgangstransformators führen zu den Teilnehmerschaltungen.

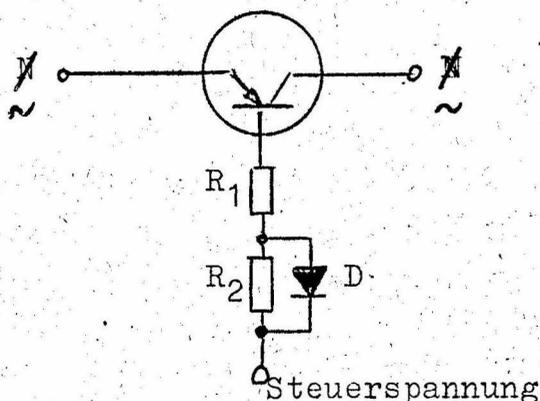
f.) Rufspannungsregelrichtung

Da die Rufspannung, wie im Abschnitt e erwähnt, aus einem Netztransformator bezogen wird, erscheint die Aufgabe der Bereitstellung der Rufspannung mit dem im vorigen Abschnitt behandelten Rhythmusgeber gelöst zu sein. Im Betrieb ergibt sich jedoch eine stark schwankende Belastung durch die wechselnde Anzahl der gleichzeitig zu rufenden Teilnehmer. Wenn man definiert, daß nur Schwankungen ab einer bestimmten, prozentualen Mindestamplitude betrachtet werden sollen, ist zu vermuten, daß die häufigste Frequenz dieser Schwankungen, bei kleineren Anlagen höher liegt als bei großen, bei denen die größeren Unterschiede nur noch von dem Verlauf der Verkehrskurve in Abhängigkeit von der Tageszeit herrühren dürften. In jedem Falle muß aber für eine belastungsunabhängige Rufspannung gesorgt werden. Da zur zentralen Rhythmusgebung mit Halbleitern außer der in den Stromablauf eingefügten Halbleiterstrecke auch noch ein Transformator benötigt wird, ist der Gesamtinnenwiderstand der Anordnung nicht mehr vernachlässigbar. Will man sich nicht entschließen, alle diese Glieder erheblich überzudimensionieren, so muß eine Spannungskonstanthaltung für die Ausgangsspannung verwendet werden.

Es wurde zunächst eine magnetische Ausgangsspannungsregelung mit zwei Eisenkernen und zwei Gleichrichterstrecken in der Schaltungsweise magnetischer Verstärker mit positiver Rückkopplung [1] erprobt. Die erzielte Regelverstärkung war ausreichend, jedoch traten Schwierigkeiten dadurch auf, daß sich durch die Sättigungserscheinungen erhebliche Oberwellenanteile ausbildeten, die nicht mit vertretbarem Aufwand durch Resonanzkreisbildungen oder Tiefpässe beseitigt werden konnten. Die verzerrte Kurvenform erschwerte stark die Gewinnung einer Regelgröße, die dem Effektivwert der Wechselspannung proportional ist und wirkte sich sehr ungünstig in den Teilnehmerschaltungen aus, da auf diese Weise eine höhere Schaltleistung von den dort verwendeten, kleinen Schalttransistoren gefordert werden mußte (weil für den Wecker der Teilnehmerstation nur die Grundwellenleistung maßgebend ist), was zu einer Überforderung der verwendeten Type OC 76 führte. Aus diesen Gründen wurde von einer magnetischen Regelung

abgegangen und versuchsweise eine Regelung durch Steuerung des Kollektor-Emitter-Spannungsabfalls im Wechselstrom schaltenden OC 30 des Rhythmusmodulators entwickelt. Da dieser Spannungsabfall eine Funktion von $\pm I_C$ und $- I_B$ ist, läßt er sich durch Änderung des steuernden Basisstromes beeinflussen. Wegen der Notwendigkeit, alle Innenwiderstandswerte zwischen "voll durchgeschaltet" und "unvollständig durchgeschaltet" im Regelprozeß zu durchlaufen, sind die in den Transistoren auftretenden Verlustleistungen um ein Vielfaches höher als bei der direkten Schalteranwendung. Da für den Regeltransistor bei voller Durchschaltung große Basisströme (siehe Anhang) erforderlich sind und auch der ihn ansteuernde Transistor seinen Innenwiderstand kontinuierlich ändern muß, reichte hierfür der Typ OC 76 nicht aus. Es mußte daher als Ansteuertransistor zur Stromverstärkung ebenfalls ein OC 30 eingesetzt werden. Diesem war eine Gleichspannungsverstärkerstufe mit einem OC 76 vorgeschaltet.

Als Eingangsgröße wurde in diese Stufe die Differenzspannung aus einer festen Gleichspannung (Vergleichsspannung) und einer aus der Gleichrichtung der Ausgangsnutzwechselspannung hergestellten Gleichspannung eingespeist. Durch Absinken der Nutzspannung wurde die Differenzgleichspannung größer und der Regeltransistor über die 2 Verstärkerstufen stärker durchgeschaltet, um den Abfall der Nutzspannung bis auf den notwendigen Regelfest auszugleichen. Wie im Anhang des Berichts näher untersucht wird, trat an der Basis-Emitterstrecke des Regeltransistors in einem bestimmten Regelbereich (schwach durchgeschaltet) ein negativer Widerstand auf, der die Ansteuerung erschwerte. Um ihn praktisch unwirksam zu machen, mußte ein derart großer ohmscher Vorwiderstand (ca. 150 Ohm) in die Basisleitung gelegt werden, daß die zur Verfügung stehende Steuerspannung nicht ausreichte, um einen genügend großen Basisstrom für die völlige Durchschaltung zu erzeugen. Es wurde daher ein nichtlineares Glied nach Skizze a



Skizze a
Nichtlineares Ansteuerglied
für den Wechselstromregel-
transistor

in die Basisleitung eingefügt, das bei starken Basisströmen ($-I_B$) niederohmiger ist als bei schwachen, bei denen der negative Widerstand auftritt. Damit werden beide gegensätzlichen Forderungen erfüllt. Die Gesamtschaltung war in ihrer Regelleistung ausreichend, jedoch traten andere Schwierigkeiten auf: Da aus der Nutzwechselspannung durch Gleichrichtung eine Steuer- gleichspannung gewonnen werden soll, die dann noch verstärkt wird, besteht die Forderung auf gute Glättung der Gleichspannung. Dies ist nur mit großem Siebmittelaufwand zu erreichen, da die Frequenz der zu regelnden Spannung 50 Hz beträgt. Dadurch liegt die Zeitkonstante der Siebkette so niedrig, daß Einschwingvorgänge von nicht mehr zulässiger Dauer zu Beginn jedes nur etwa 1 s dauernden Rufstromabschnittes auftreten. Wird dagegen die Siebung nicht so weit getrieben, so entstehen starke Verzerrungen der Nutzwechselspannung, weil dem Basissteuerstrom für den Regeltransistor ein meist phasenverschobener Wechselanteil aus der Zweiweggleichrichtung überlagert ist. Es war ferner schwierig, die Phasendrehungen in der Gleichrichterschaltung so zu beschränken oder zu kompensieren, daß für keine (vor allem tiefer als 50 Hz liegende) Frequenz Schwingneigung des Regelkreises bestand. Wenn es auch erreicht wurde, Schwingungen zu verhindern, so wurden doch auch hierdurch Verzerrungen der Nutzwechselspannung hervorgerufen. Es mußte daher von dieser Regelschaltung ebenfalls abgegangen werden. Trotzdem erfolgte hier eine kurze Besprechung, da die erwähnten Schwierigkeiten bei der Regelung von Spannungen höherer Frequenz wegfallen dürften und deshalb die erarbeiteten Gesichtspunkte in einem solchen Anwendungsfall nützlich sein könnten.

Bild 3 zeigt nun im oberen Teil der Zeichnung die aus der Röhrenschaltungstechnik bekannte, endgültig ausgeführte Regelschaltung. Durch Differenzbildung aus der Nutzwechselspannung und einer Vergleichswechselspannung (Vergleichsspannung > Nutzwechselspannung) wird eine Steuerwechselspannung gewonnen, die einem Verstärker zugeführt wird. Der Ausgang dieses Verstärkers ist in Serie mit der Ausgangswicklung des Transformators für die Nutzwechselspannung geschaltet. Die Verstärkung wird so eingestellt, daß der jeweils auftretende, belastungsabhängige

Spannungsabfall durch die Ausgangsspannung des Verstärkers ausgeglichen wird. Der Verstärker braucht also nur die durch den Spannungsabfall auftretende Verlustleistung aufzubringen. Eine Beschreibung der Schaltungseinzelheiten erübrigt sich, da es sich um eine allgemein übliche Verstärkerschaltung handelt. Es wurde eine starke Gegenkopplung eingeführt, um die Ausgangsspannung des Verstärkers weniger lastabhängig zu gestalten, vor allem, da der Fall des Fehlens der Last der häufigste ist und die Differenzspannung, also die Eingangsspannung des Verstärkers, auch in diesem Fall praktisch nicht völlig auf Null abzusenken ist. Ein Vorteil dieser Schaltung hinsichtlich der Stabilität ist die Vermeidung von Gleichspannungsverstärkern. Die Ausgangsspannung ist bei allen vorkommenden Regelzuständen einwandfrei sinusförmig. Dies wird dadurch unterstützt, daß die Regeleinrichtung bezüglich auftretender Verzerrungen im Rhythmusmodulator die Wirkung einer Gegenkopplung ausübt.

Parallel zu den Abnahmepunkten für die Differenzspannung liegt ein Transistor, der in den Rufpausen die Differenzspannung kurzschließt, damit dann nicht die dort anstehende hohe Wechselspannung, die von der jetzt allein vorhandenen Vergleichsspannung herrührt, in den Regelverstärker und damit auch an den Rufspannungsausgang gelangen kann. Die beiden antiparallelen Dioden an dieser Stelle dienen der Begrenzung von Schaltspitzen. Zusätzliche Kondensatoren vor der ersten und zweiten Verstärkerstufe sind zur Phasenkorrektur eingefügt worden. Die Spannung des unteren, zur älteren Teilnehmeranschlußschaltung (Bild 9) führenden Rufspannungsanschlusses wurde nicht mitgeregelt, da in diesen Schaltungen die zum Teilnehmer geschickte Rufspannung ohnehin keinem exakten Sollwert angepaßt ist.

3. Das Wählzeichen

a) Grundlegende Gedanken

Die Anschaltung des Wählzeichens für den anrufenden Teilnehmer muß nach den im Abschnitt 1, Seite 1, Abs. 2 aufgestellten Bedingungen erfolgen. Sie wurde deshalb von 2 Zustandsgrößen, die auf ein Und-Gatter arbeiten, abhängig gemacht:

1. Von der Teilnehmeranschlußschaltung ist über einen in freier Wahl gefundenen freien Verbindungssatz an dessen Zentrales Glied der Zustand "Teilnehmer hat abgehoben" gemeldet worden.
2. Der Wahlspeicher hat noch keine Information aufgenommen, steht also in Ruhelage.

Beide Bedingungen sind im Zentralen Glied ablesbar. Da andererseits auch die Einspeisung des Wählzeichens am Verbindungssatzabschluß im Zentralen Glied erfolgt, ist für die Anschaltung des Wählzeichens keine zusätzliche Leitung außerhalb des Zentralen Gliedes erforderlich.

Die prinzipielle Arbeitsweise der Anschaltvorrichtung sei anhand des auf Bild 4 Zeichnung¹ dargestellten Blockschemas erläutert (Bei der Besprechung der Blockschaltbilder dieses Berichts soll an Stelle des Wortes "Zeichen" aus der Gatter-Symbolsprache das Potential + und an Stelle von "Nichtzeichen" das Potential - verwendet werden, um eine flüssigere Ausdrucksweise zu ermöglichen. Diese Bezeichnungen stimmen mit den tatsächlich auftretenden, relativen Spannungsrichtungen der ausgeführten Schaltung überein). Hebt der Teilnehmer ab und erhält einen freien Verbindungssatz, so bricht am Eingang des 50 kHz Empfängers die 50 kHz Spannung zusammen und am Ausgang des Impulsformers I steht +. Befindet sich das Schieberregister in der Ruhelage, so liegt am rechten Ausgang der Nullstufe ebenfalls +. Durch das Und-Gatter tritt also + hindurch. In dem darauf folgenden Negator wird + zu -, und da die Schalter im Blockschaltbild, wenn nicht anders vermerkt, alle durchschalten, wenn - an ihrem Steuereingang liegt, schließt der Schalter und legt somit das Wählzeichen über den Verbindungssatzabschlußtransformator an den Verbindungssatz. Dadurch gelangt das Wählzeichen aus dem zentralen Wählzeichengenerator zum anrufenden Teilnehmer. Dieser Zustand bleibt so lange erhalten, bis entweder der Teilnehmer wieder auflegt ohne zu wählen, oder bis er mit der Wahl beginnt. Im ersten Fall ändert sich das Potential am Ausgang des Impulsformers I von + auf -, im zweiten

Fall wechselt der rechte Ausgang der Nullstufe des Schieberregisters von + auf -. In beiden Fällen geht der Ausgang des Und-Gatters von + auf - und damit der Ausgang des Negators und der Eingang des Schalters von - auf +. Das bedeutet Sperren des Schalters und damit Abschaltung des Wählzeichens. Wird dagegen ein Teilnehmer angerufen und hebt seinen Handapparat ab, so erhält er kein Wählzeichen, weil seine Nummer bereits vom Anrufer in das Schieberregister eingespeichert war und daher das Wählzeichen nicht mehr am Verbindungssatz liegt.

b) Ausführung

Der soeben im Prinzip beschriebene Vorgang läßt sich anhand der Bilder 6 und 1 in der schaltungstechnischen Ausführung leicht verfolgen. Auf Bild 6 sind die beiden Eingänge des Und-Gatters für +, was identisch mit einem Oder-Gatter für - ist, zu erkennen. Auf Bild 1 findet sich dieses Gatter in der rechten, unteren Mitte. Über den 50 kOhm und 7 kOhm Widerstand gelangt so lange + auf die Basis des nachfolgenden Transistors OC 76 wie an beiden Eingängen + liegt. Wird an einen oder an beide Eingänge - gelegt, so entsteht am 50 kOhm Widerstand wegen des im Vergleich dazu sehr kleinen Widerstandes der Dioden ein Spannungsabfall, und es gelangt ebenfalls - an die Basis des OC 76. Da die Ausgänge des Impulsformers I und der Nullstufe nicht mit dem Steuerstrom für das Anschlagtor belastet werden durften, war die Nachschaltung einer Verstärkerstufe notwendig. Aus Gründen der Potentialabstimmung mit den schon bestehenden Schaltungsgruppen wurde ein als Phaseninverter arbeitender, normaler Emitter-Basisverstärker verwendet. Das Tor selbst besteht aus 2 Golddrahtdioden OA 5. Der Steuerstrom für die Durchschaltung beträgt je Diode etwa 5,5 mA, um die Spannungsverluste in den Dioden möglichst gering zu halten. Die Einspeisung in den Verbindungssatz erfolgt über eine Wicklung des Verbindungssatz-Abschlußtransformators. Durch Ansteuerung an der Mitte dieser Wicklung ist auf einfache Weise eine Entkopplung von Signal- und Steuerspannung möglich.

Es liegt der Gedanke nahe, daß die Sperrwirkung der Golddrahtdioden für das Nebensprechen zwischen den Verbindungswegen zu

gering sein könnte, da die Koppelpunkte durch die Verwendung von Transistorkontakten höhere Schaltverhältnisse aufweisen. Dies ist jedoch nicht der Fall, da die Diodentore für die Anschaltung des Wählzeichens nur einmal pro Verbindungssatz vorhanden sind, also zwischen zwei Verbindungssätzen immer nur zwei in Serie geschaltete Diodentore liegen, während so viele aus zwei seriengeschalteten Koppelpunkten bestehende "Querverbindungen" zwischen zwei Verbindungssätzen bestehen, wie Teilnehmer an das Koppelfeld angeschlossen sind. Die Anforderungen an die Sperreigenschaften der Koppelpunktschalter sind also in demselben Maße höher als die an die Wählzeichentore zu stellen.

4. Das Besetztzeichen

a) Gassenbesetztzeichen

☉ Grundlegende Gedanken.

Wie im Abschnitt 1, Seite 1, Abs. 2 erwähnt, soll das Gassenbesetztzeichen an die Leitung des anrufenden Teilnehmers gelegt werden, wenn der Anrufer keinen freien Verbindungssatz in der von dem auf der K-Leitung entlang laufenden Impuls bewirkten Freiwahl mehr erhalten hat. Das einfachste Kriterium hierfür ist der auf der K-Leitung weiterlaufende Impuls selbst (s. Bild 4, Zeichnung 2). Er kann daher benutzt werden, um den sogenannten Besetzkoppelpunkt in gleicher Weise zu belegen wie im anderen Falle einen der freien Verbindungssätze. Der Besetzkoppelpunkt besitzt daher auch einen als bistabilen Multivibrator ausgebildeten Speicher und zwei von diesem angesteuerte Durchschaltekontakte. Auch vom Besetzkoppelpunkt wird die Teilnehmerzeile gegen weitere Belegungen vom Teilnehmer her (vorgetäuscht durch Wählimpulse) oder vom Zentralen Glied her (über die M-Leitungen) gesperrt. Wird also, während der Teilnehmer das Besetztzeichen empfängt, ein Verbindungssatz frei, so kann kein ihm jetzt anrufender Teilnehmer auf die mit dem Besetztzeichen belieferte Teilnehmerzeile aufprüfen.

Es bleibt noch die Schaffung einer Vorrichtung zur Abschaltung des Gassenbesetztzeichens, wenn der Teilnehmer auflegt. Da die normalen Koppelpunkte von dem jeweils zu ihnen gehörenden Zentralen Glied ausgelöst werden, wäre auch für die Besetztkoppelpunkte ein Teil eines Zentralen Gliedes zur Übernahme dieser Aufgabe notwendig. Bei einer größeren Anlage stellt dies sicherlich den Weg mit dem geringsten Aufwand dar. Da bei der gebauten Versuchsanlage ein weiteres zentrales Teilglied einen erheblichen, zusätzlichen Aufwand bedeutet hätte und außerdem keine neuen Gesichtspunkte damit erarbeitet worden wären, wurde sich hier für eine Steuerung der Auslösung von der jeweiligen Teilnehmerschaltung entschieden. Der Ausgang des Impulsformers (Wie auf Bild 4 ersichtlich, wurde der gegenphasige Ausgang zu dem für die K-Leitung benutzten gewählt) in der Teilnehmerschaltung gibt durch sein Potential Auskunft über den Zustand des Teilnehmerspeisestroms. Von hier führt zur Übermittlung des Auslöschbefehls die Z-Leitung zum Besetztkoppelpunkt. Es muß jetzt nur noch eine Unterdrückerschaltung für die Wählimpulse in die Z-Leitung eingefügt werden, da sonst der Beginn jedes Wählimpulses das Besetztzeichen abschalten könnte. Obwohl es im normalen Betrieb nicht vorkommen sollte, daß der Besetztzeichenempfänger wählt, wäre diese unerwünschte Abschaltung des Besetztzeichens in der Praxis sicher häufig störend. Geschieht es nämlich doch einmal, daß der Teilnehmer das Besetztzeichen überhört und mit der Wahl beginnt, so bleibt die Leitung nicht nur für ihn unverständlicherweise "tot", sondern es bestehen außerdem zwei unerwünschte Möglichkeiten:

1. Ein plötzlicher Anrufer könnte, ohne sich vorher durch den Ruf bemerkbar zu machen, sofort in Sprechverbindung mit dem zuerst erwähnten Teilnehmer kommen, wenn nach dem Wählversuch des Teilnehmers ein Verbindungssatz frei geworden ist, auf dem der Anruf eintrifft, da mit der Abschaltung des Besetztzeichens auch die Sperrungen der Teilnehmerzeile aufgehoben würden.
2. Wenn das Freiwerden eines Verbindungssatzes erfolgt, bevor der Wählversuch stattfindet, würde durch den Beginn des ersten Wählimpulses das Freizeichen abgeschaltet

werden, damit die Teilnehmerzeile entsperrt und ferner durch das Ende des ersten Wählimpulses der vorher freigewordene Verbindungssatz belegt werden. Die folgenden Wählimpulse würden bereits vom Schieberegister des Zentralen Gliedes in der ersten Dekade als Falschwahl (n-1) eingespeichert werden.

Der diese Schwierigkeiten beseitigende Wählimpulsunterdrücker kann darauf basieren, daß die Länge der Wählimpulse kleiner ist als die Zeit einer Teilnehmerschleifenunterbrechung durch Auflegen des Handapparates.

Die im Abschnitt 2 c besprochenen Schwierigkeiten des Übersprechens zwischen 2 das gleiche Signal empfangenen Teilnehmern bestehen bei der Anschaltung des Gassenbesetztzeichens in gleicher Weise. In diesem Falle sollte der vierte Lösungsweg angewandt werden, also der Einsatz gesteuerter Verstärker, weil die benötigte Signalleistung in Zeiten plötzlichen Spitzenverkehrs, für den die Anlage nicht ausgelegt war, sehr ansteigen kann und ein Abfallen der Lautstärke des Besetztzeichens gerade in diesem Falle nicht stattfinden darf, um die Teilnehmer zum möglichst schnellen Auflegen zu veranlassen.

Es bietet sich also anhand des Blockschaltbildes 4, Zeichnung 2 folgendes Funktionsschema: Teilnehmer hebt ab: Da alle Verbindungssätze belegt sind, läuft der - Impuls aus dem Impulsformer ungehindert auf der K-Leitung entlang bis zum Besetztkoppelpunktspeicher. Dieser wird links auf - Lage gesteuert, wodurch sich der Sprechadernschalter schließt. Die Sperrungen der Teilnehmerzeile verlaufen wie die im Technischen Bericht Nr. 27 eingehend geschilderten, entsprechenden Vorgänge beim Belegen eines Koppelpunktes. Die Sperrung der Spalte der Besetztkoppelpunkte fällt dagegen weg, da es mehreren Teilnehmern möglich sein muß, das Besetztzeichen zu erhalten. Etwa eintreffende Wählimpulse auf der K-Leitung gelangen wegen des in die Leitung eingefügten Impulsunterdrückers nicht bis zum Speicher. Beim Auflegen des Handapparates wird über die Z-Leitung vom Impulsformer - Potential an die rechte Speicherseite gelegt; dadurch

erhält der Sprechadernschalter eine Ansteuerung mit + und schaltet das Besetztzeichen ab.

B) Ausführung

Da die Ausführung des Speichers weitgehend eier in den Gatteranordnungen vereinfachten Schaltung des Koppelpunktes entspricht, ist ein Eingehen auf Einzelheiten nicht notwendig. So entsprechen die beiden Dioden 4 und 5 (Bild 7) in ihrer Funktion genau den Dioden gleicher Bezeichnung des normalen Koppelpunktes (siehe Technischer Bericht Nr. 27, Bild 13).

Der Wählimpulsunterdrücker aus den Dioden 10 und 11, drei Widerständen und einem Kondensator wurde auf Grund folgender Randbedingungen konstruiert:

1. Die Belastung der Z-Leitung für die Aufladung des Kondensators darf nicht niederohmiger sein als 5 k Ω , um die Funktion des Impulsformers in der Teilnehmerschaltung nicht zu beeinträchtigen (Aufladung erfolgt über die Z-Leitung in positiver Richtung, wenn die Teilnehmerschleife geschlossen ist). Andererseits ist eine nicht zu hochohmige Aufladung zu fordern, da der Kondensator sonst wegen der Spannungsteilung zwischen Basiseingang des Speichers und Z-Leitung nicht weit genug aufgeladen werden würde. Die Aufladung soll auch mit kleinerer Zeitkonstante erfolgen, damit der Kondensator in den 40 ms zwischen 2 Wählimpulsen möglichst um etwa soviel wieder aufgeladen wird, wie er in den 60 ms des Impulses entladen wurde.
2. Der Speicher des Besetzt-Koppelpunktes ist mit dreifacher Sicherheit über einen 20 k Ω Widerstand, der an + 12 V gelegt wird, nicht in die Durchschaltelage zu steuern; in dieser Stromrichtung sind also 20 k Ω als Vorwiderstand für die Ansteuerung erforderlich, da die Z-Leitung bei geschlossener Teilnehmerschleife + 12 V führt und deshalb sonst das Besetztzeichen bei fließendem Teilnehmer-speisestrom immer angeschaltet werden würde.

3. Der Kondensator darf nicht direkt an die Basis angeschlossen werden, so daß er in negativer Richtung fast keine verschiedenen Potentialwerte mehr einnehmen kann, damit seine Wirkung als Teil eines Zeitkonstantengliedes nicht beeinträchtigt wird; er soll vielmehr auf negative Werte gegenüber der Basis absinken, bevor der Steuerstrom über einen Widerstand zwischen Kondensator und Eingangsbasis des Speichers genügend stark zum Umsteuern des Speichers wird. Andererseits darf der Gesamtwiderstand in der Steuerleitung für negatives Potential auf der Z-Leitung 20 kOhm nicht überschreiten, um genügend Sicherheit in der Ansteuerung des Speichers für die Abschaltung des Besetztzeichens zu gewähren.
4. Beim Eintreffen von Wählimpulsen auf der Z-Leitung (60 ms 0 V; 40 ms + 12 V) darf der Kondensator nicht wesentlich entladen werden. Überdies ist zu fordern, daß bei langen Wählimpulsserien der sich einstellende Mittelwert der Kondensatorladung nahe dem Potential des aufgeladenen Kondensators liegt, um auch dann ein Abschalten des Besetztzeichens sicher zu verhindern.

Unter diesen Gesichtspunkten wurde als günstigste Lösung das im Bild 7 rechts dargestellte Netzwerk aus zwei Dioden, 3 Widerständen und 1 Kondensator gefunden. Als Ladevorwiderstand für den Kondensator ergibt sich die Parallelschaltung (über Diode 11) der beiden 10 kOhm Widerstände, also 5 kOhm. Als Ableitung zur Basis sind 20 kOhm wirksam. Damit sind die Forderungen des Punktes 1 und 2 erfüllt. Soll das Besetztzeichen abgeschaltet werden, so geht die Z-Leitung auf - Potential gegenüber der Basis (in der Schaltung 0 V), und der Kondensator wird über den unteren 10 kOhm Widerstand zur Z-Leitung hin entladen (Diode 11 sperrt jetzt), bis er negativere Werte als das Potential der Basis erreicht. Jetzt beginnt der Steuerstrom über den oberen 10 kOhm Widerstand und durch die Diode 10 in die Basis zu fließen, bis er eine zur Umschaltung genügende Stärke erreicht hat. Der Speicher gibt nach der Umschaltung den Sperrbefehl an den tastbaren Besetztzeichenverstärker. Die

Umsteuerung erfolgt also von der Z-Leitung aus über die beiden 10 kOhm Widerstände in Serienschaltung und damit über 20 kOhm. Damit sind die Bedingungen zu Punkt 3 ebenfalls erfüllt. Schwankt das Potential der Z-Leitung nun bei einer unerwünschten Wahl des Besetztzeichenempfängers im Rhythmus der Wählimpulse zwischen 0 und 12 V, so bleibt der Kondensator weitgehend aufgeladen, da seine Entladung 60 ms lang über 10 kOhm erfolgt, die Zeitkonstante des R-C-Gliedes aber 100 ms beträgt. In den dazwischen liegenden 40 ms positiven Potentials wird er dann über 5 kOhm, also mit 50 ms Zeitkonstante, wieder aufgeladen. Da die Aufladezeitkonstante wesentlich kürzer im Verhältnis zur Ladezeit ist als die Entladezeitkonstante im Verhältnis zur Entladezeit, sinkt die Spannung am Kondensator auch während einer Wählserie mit beliebig vielen Impulsen bei weitem nicht so weit ab, daß eine Umsteuerung des Speichers auf Besetztzeichensperrung möglich wäre. Hierdurch wird den Bedingungen zu Punkt 4 genügt. In der praktischen Erprobung arbeitete die Schaltung in der gewünschten Weise.

Es bleibt noch eine kurze Besprechung der Schaltung des getasteten Verstärkers übrig. Wegen der Versorgung der symmetrischen Sprechadern ist der Verstärker als Gegentaktschaltung aufgebaut. Der Ausgangstransformator kann dadurch eingespart werden, da diese Funktion vom Teilnehmerspeisetransformator, der mit der Mittelanzapfung der zum Koppelfeld gerichteten Wicklung an 0 V liegt, übernommen werden kann. Die Ansteuerung mit dem Besetztzeichen, das vom zentralen Generator geliefert wird, geschieht gegenphasig an den Basen der beiden Transistoren, während die Steuergröße vom Speicher gleichphasig an die beiden Basen gelangt. Dadurch ist eine Entkoppelung von Steuer- und Signalgröße gegeben. Der Einspeisungstransformator für das Besetztzeichen besteht aus einem Ferroxcube Schalenkern und weist daher außerordentlich kleine Abmessungen auf. Die Steuergröße wird über einen 60 kOhm Widerstand zugeführt, um den richtigen Arbeitspunkt für den Verstärker im durchgeschalteten Zustand zu gewährleisten.

b.) Teilnehmerbesetztzeichen

a) Grundlegende Gedanken

Bisher wurde die Anschaltung eines Signals immer vom Zustandekommen mehrerer Bedingungen abhängig gemacht. Gab z.B. irgendeine Schaltungsgruppe A einen Impuls ab und eine andere, B, war +, so erfolgte die Anschaltung. Es wurden auch kompliziertere, aber im Prinzip in dieser Art funktionierende Schemata verwendet. Ein solches Schema, angewandt auf die Anschaltung des Teilnehmerbesetztzeichens, würde bedeuten, daß der Belegungsimpuls, der (in der beschriebenen Anlage über die M-Leitungen) vom Zentralen Glied zum Koppelpunkt des anzurufenden Teilnehmers geschickt wird, zusammen mit einem Potential, das beim Koppelpunkt selbst den Zustand: "Teilnehmer ist besetzt" anzeigt, das Besetztzeichen anschalten müßte. Die Ausführung dieses Schemas würde einen erheblichen technischen Aufwand mit sich bringen, da hierfür pro Koppelpunkt ein Koinzidenzgatter zusätzlich notwendig würde. Aus diesem Grunde wurde nach einem Weg gesucht, sich von dem behandelten Schema lösen und die erforderlichen Einrichtungen ebenfalls weitgehend zentral anordnen zu können.

Ferner sollte nach Möglichkeit gleichzeitig noch eine zusätzliche Aufgabe mit dieser Schaltung erfüllt werden: Ist ein Koppelpunkt nicht in Ordnung, oder fehlt er ganz und gar, was z.B. während des Auswechselns eines reparaturbedürftigen Koppelpunktes oder bei der Anwahl eines nicht existierenden Teilnehmers in einer nicht vollausgebauten Anlage vorkommen kann, so soll der anrufende Teilnehmer nach Möglichkeit ebenfalls das Besetztzeichen erhalten, damit er zum Auflegen angeregt wird und den benutzten Verbindungssatz nicht unnötig blockiert. Versucht er dann die Wahl erneut, so wird er wahrscheinlich auf einen anderen Verbindungssatz gelangen und dort den gewünschten Teilnehmer über einen funktionierenden Koppelpunkt erreichen. Er ist also in die Lage versetzt worden, ohne besondere, vorher zu erlernende Anweisung, die Schadenstelle im Koppelfeld zu umgehen. Inzwischen hatte nun bereits ein anderer Teilnehmer auf den Verbindungssatz mit dem nicht funktionsfähigen Koppelpunkt geprüft; das führt solange zu keiner Störung, wie dieser Teilneh-

mer irgendeinen anderen Koppelpunkt anwählt, da nur der eine gestört ist. Man sieht also, daß es möglich ist, das Koppelfeld rings um den gestörten Koppelpunkt weiter zu verwenden, und daß dadurch keine Verbindung unausführbar wird (Es sind auch Störungen eines Koppelpunktes mit Fernauswirkung denkbar, bei denen z.B. die gesamte Zeile oder Spalte funktionsunfähig würde. Dagegen würde natürlich das geschilderte Verhalten unter Umständen keine Abhilfe bringen).

Um diesen Bedingungen zu genügen, wurde für die Anschaltung des Teilnehmerbesetzzeichens eine Anordnung entwickelt, die das Nichtreagieren eines Koppelpunktes auf einen Belegungsimpuls vom Zentralen Glied her zum Anlaß für die Durchschaltung des Besetzzeichens nimmt. Damit ist sowohl der Fall erfasst, daß der Teilnehmer besetzt ist, da dann seine Zeile gegen ein Belegen vom Zentralen Glied her gesperrt ist, als auch der eines gestörten oder fehlenden Koppelpunktes, da es keine Rolle spielt, in welchem Zustand sich der betreffende Koppelpunkt befindet, sondern lediglich, ob er normal auf einen Belegungsimpuls reagiert. Ein Schema, das die gewünschten Eigenschaften aufweist, ist folgendes (s. Bild 5): Die Einspeicherung der Wahl in das Zentrale Glied gibt in einen Speicher für den Besetzzeichenschalter den Befehl: "Durchschalten". Da dieser Speicher zusammen mit einem Ausgang des Impulsformers II, der nach der Auswertung der Wahl eine Spannung liefert, über ein Und-Gatter (dargestellt als Oder-Gatter für +, weil ein Und-Gatter für - benötigt wird) den Schalter ansteuert, kann sich der Befehl erst nach ausgewerteter Wahl auswirken. Dieser Zeitpunkt fällt aber zusammen mit dem Aufprüfvorgang auf den Koppelpunkt des gewünschten Teilnehmers. Verläuft das Aufprüfen erfolgreich, so löscht der angerufene Koppelpunkt über eine Oder-Schaltung, die ihn mit den anderen Koppelpunkten seiner Spalte verbindet, im Speicher den Befehl: "Durchschalten". Bei erfolglosem Aufprüfen fehlt dieser Löschbefehl, und das Teilnehmerbesetzzeichen gelangt im Zentralen Glied auf den Verbindungssatz und damit zum anrufenden Teilnehmer. Es ist also erreicht worden, daß alle Einrichtungen zentral angeordnet werden können bis auf ein Oder-Gatter pro Verbindungssatz mit je einem Eingang pro Koppelpunkt.

Ferner wird von diesem System noch eine weitere Forderung berücksichtigt, die noch nicht erwähnt wurde. Wird nämlich der besetzte, angerufene Teilnehmer während der Aussendung des Besetztzeichens frei, so darf sich das Besetztzeichen nicht selbsttätig ausschalten und womöglich der Ruf einschalten, weil dann Gleichzeitigkeit für mehrere wartende Teilnehmer bestehen würde. Ein solches Ausschalten des Besetztzeichens wird verhindert, weil der vom Zentralen Glied angerufene Koppelpunkt keine Möglichkeit hat, noch nachträglich zu reagieren, auch nicht durch erneutes Abheben des angerufenen Teilnehmers, weil dieser in der Freiwahl den vom Zentralen Glied angerufenen Koppelpunkt nicht belegen kann, da die Spalte, zu der dieser gehört, durch den Besetztzeichenempfänger gegen jegliches Aufprüfen gesperrt ist.

B) Ausführung

Auf Bild 8 ist die ausgeführte Schaltung und auf Bild 1 die Einfügung in die Gesamtschaltung des Zentralen Gliedes dargestellt. Das Oder-Gatter, welches die Koppelpunkte eines Verbindungssatzes zusammenfaßt, wird, wie im Technischen Bericht Nr. 27 bereits angedeutet, von den Dioden Nr. 9 auf Bild 13 desselben Berichts gebildet, die im Vielfach auf die F-Leitung geschaltet sind und auf den $30 \text{ k}\Omega^W$ des anfangs erwähnten Bildes arbeiten. Die Einrichtung besteht also aus dem rechts im Bild 8 gezeigten Schalter, der aus den bereits im Abschnitt 2c ausführlich besprochenen Gründen der Rückwirkungsgefahr als gestasteter Verstärker ausgeführt ist, dem Und-Gatter für - (Oder-Gatter für +), das aus den beiden Dioden OA 85 und dem $20 \text{ k}\Omega$ Widerstand gebildet wird, und dem als Speicher arbeitenden bistabilen Multivibrator üblicher Schaltungsweise. In der Ruhestellung des Amtes legt der Speicher + an die obere Diode des Und-Gatters. Der Impulsformer II gibt auf die untere Diode ebenfalls + Potential. Der Ausgang des Gatters ist also gleichfalls positiv und damit der Schalter gesperrt. Beginnt jetzt ein Teilnehmer seine Wahl in das zentrale Schieberegister einzuspeichern, so geht der gezeichnete Ausgang der Nullstufe dieses Registers auf + und damit der Ausgang des Speichers für den Besetztzeichenschalter auf - Potential. Damit liegt an einem

Eingang des Und-Gatters bereits -, während der andere Eingang weiter + vom Eingang des Impulsformers II erhält. Erst nach ausgewerteter Wahl kippt der Impulsformer II um und legt an seinen Ausgang d ebenfalls -. Damit sind beide Diodeneingänge (OA 85) des Und-Gatters für - an - Potential gelegt und sein Ausgang gibt - an den Schalter weiter, so daß dieser das Besetztzeichen durchschaltet, wenn vom Koppelpunkt über die F-Leitung keine Reaktion gemeldet wird. Ist der Koppelpunkt aber 1. vorhanden, 2. funktionsfähig und 3. zu einem freien Teilnehmer gehörig, so wird er im selben Augenblick, in dem der Impulsformer II das - Potential an seinem Ausgang erzeugt, über das Differenzierglied und Koinzidenzgatter (rechts im Bild 5) und damit durch einen negativen Impuls auf der M-Leitung belegt. Hierdurch geht der rechte Ausgang seines Speichers, an den über das Oder-Gatter (aus den Dioden Nr. 9) die F-Leitung angeschlossen ist, in + Lage und steuert den Speicher des Besetztzeichenschalters über den 8 nF Kondensator (Bild 8) um, so daß an seinem Ausgang + Potential steht, womit er sich wieder in Ruhelage befindet und der Schalter das Besetztzeichen sperrt, da dem ihm vorgeschalteten Und-Gatter eine Eingangsbedingung (an der oberen OA 85 liegt jetzt +) fehlt. Dieses An- und Abschalten des Besetztzeichens im Fall, daß ein nichtbelegter Teilnehmer angerufen wird, geht derart schnell vor sich, daß nicht einmal eine Halbschwungung der Besetztzeichensignalspannung durchgelassen wird; es ist also für den Teilnehmer kein Besetztzeichen wahrnehmbar. Zur Ausführung des Tastverstärkers wäre noch zu sagen, daß auch hier (wie beim Gassenbesetztzeichen) als Steuertransformator ein Valvo Ferroxcube Schalenkern von 15 mm Durchmesser verwendet werden kann. Die Ansteuerung des Speichers von der Nullstufe her erfolgt über einen Differenzierkondensator von 5 nF, damit während des Zustandes + am Ausgang der Nullstufe der positive Impuls aus der F-Leitung den Speicher in die Ruhelage zurückholen kann. Die Schaltung arbeitet seit der Inbetriebnahme in allen Fällen ohne ein Versagen.

5.) Ruf und Freizeichen

a) Grundlegende Gedanken

Aus Gründen der Übersichtlichkeit muß in diesem Abschnitt das Funktionsschema der Anschalteinrichtung getrennt von dem Problem der Bereitstellung der erforderlichen Rufleistung für den üblichen Wechselstromwecker der Teilnehmerstationen behandelt werden.

Bei der Aufstellung des Funktionsschemas für die Anschalteinrichtung bestand die Schwierigkeit, daß gemäß der bisherigen Konstruktion der Anlage, keine Meldung vom angerufenen Teilnehmer an das Zentrale Glied erfolgt, wenn der angerufene Teilnehmer abhebt, und daß hierfür kein Meldeweg existiert. Eine solche Meldungsübermittlung wäre z.B. durch eine Erweiterung des 50 kHz Systems vom einfachen "Aus, Ein" auf ein dreistufiges "Aus, Halb, Ganz" möglich, was aber eine erhebliche Komplizierung dieses Übertragungssystems zur Folge hätte, wenn die gleiche Betriebssicherheit gewährleistet werden soll. Durch solche Maßnahmen wäre es prinzipiell möglich, auch die Rufanschalteneinrichtungen in das Zentrale Glied zu verlegen. Eine zentrale Anordnung war aber ohnehin wegen der Aufgabenstellung, mit den herkömmlichen Teilnehmerstationen zusammenzuarbeiten, nicht ausführbar. Da nämlich die erforderliche hohe Rufleistung nicht über die elektronischen Koppelpunkte geführt werden kann, mußte schon aus diesem Grunde eine Dezentralisierung der Einrichtungen erfolgen. Wird aber eine Dezentralisierung durchgeführt, so läßt sich auch ohne eine Meldung vom angerufenen, abhebenden Teilnehmer an das Zentrale Glied und damit unter Beibehaltung des einfachen 50 kHz Übertragungssystems ein Schema für die Anschaltung des Rufes und des Freizeichens angeben (auf eine solche Meldung an das Zentrale Glied kann in einem Amt, das den Charakter einer Nebenstellenanlage besitzt, verzichtet werden, da eine Gebührenerfassung nicht vorgesehen ist).

Als Kriterium für die Rufdurchschaltung zu einem Teilnehmer hin wurde das Belegtwerden des Koppelpunktes seiner Zeile bei aufgelegtem Handapparat verwendet. Dies tritt nur ein,

wenn ein Koppelpunkt seiner Zeile vom Zentralen Glied her belegt wird, was dem Angerufenwerden entspricht. Ein hierbei vom Koppelpunkt erzeugter Impuls stellt einen Speicher für die Durchschaltung des Rufstromes in der Teilnehmeranschlußschaltung auf "rufen". Der Ruf erfolgt solange, bis

- a) durch das Abheben des Handapparates der Befehl "rufen" im Speicher gelöscht wird, oder bis
- b) diese Löschung durch die Beendigung der Belegung des Koppelpunktes erfolgt, was dem Abbruch des Rufes entspricht.

Das Freizeichen unterliegt dabei den gleichen Anschaltebedingungen, nur wird es derart eingespeist, daß es im Gegensatz zum Ruf rückwärts über das Koppelfeld in den Hörer des anrufenden Teilnehmers gelangt. Eine Rückflusssperre für die Rufwechselspannung über den gleichen Weg wird durch die Art der Einspeisung auf der dem Koppelfeld abgewandten Seite des Teilnehmer-speisetransformators, durch die untere Grenzfrequenz dieses Übertragers und eventuell durch besondere Kompensationen erreicht, wie später gezeigt werden wird. Anhand des Blockschaltbildes Bild 4, Zeichnung 3 läßt sich die Arbeitsweise des geschilderten Schemas für die Rufanschaltung verfolgen. Der vom Koppelpunkt bei Belegung erzeugte - Impuls entsteht durch Potentialverschiebung der J-Leitung (Sperrleitung gegen weiteres Aufprüfen auf die Zeile) über das Differenzierglied. Damit kippt der bistabile Multivibrator aus seiner Ruhelage heraus und steuert die Durchschaltekontakte S₁ für den Ruf und S₃ für das Freizeichen auf Durchlaß. Aus den zentralen Einrichtungen fließt nun der Ruf zum angerufenen Teilnehmer und das Freizeichen über die beiden durchgeschalteten Koppelpunkte zum anrufenden Teilnehmer. Hebt nun der angerufene Teilnehmer ab, so geht der Eingang seines Impulsformers auf - Potential. Damit kippt der bistabile Multivibrator wieder in die Ruhelage zurück und beide Schalter, S₁ und S₃, gehen in Trennlage, der Ruf und das Freizeichen werden also abgeschaltet. Das gleiche tritt ein, wenn der Koppelpunkt wieder gelöscht wird, d.h. wenn der Anrufer seinen Anruf abbricht. In diesem Fall geht

die J-Leitung wieder auf + Potential und der durch das Differenzierglied entstehende + Impuls steuert den bistabilen Multivibrator ebenfalls in die Ruhelage.

Auch für den Ruf besteht die schon im Abschnitt 4 b, α erwähnte Forderung, daß beim Freiwerden eines vorher besetzten, angerufenen Teilnehmers nicht selbsttätig der Ruf und das Freizeichen eingeschaltet werden dürfen, damit keine Gleichzeitigkeit für mehrere wartende Teilnehmer bestehen kann. Durch das beschriebene Schema wird dieser Forderung dadurch entsprochen, daß der bistabile Multivibrator, wie auf Bild 4, Zeichnung 3 eingetragen, nur auf Ansteuerungen mit - Potential vom Eingang des Impulsformers her anspricht. Legt also der für den neuen Anrufer besetzte, angerufene Teilnehmer auf, so kann er damit nicht durch Umsteuern des bistabilen Multivibrators den Ruf für sich und das Freizeichen für den Anrufer anschalten, da mit dem durch das Auflegen erzeugten + Potential am Eingang des Impulsformers keine Steuerwirkung ausgeübt wird.

Die Einspeisung der Rufwechselspannung wird zweckmäßigerweise in der Mitte der Teilnehmerwicklung des Speisetransformators in der Teilnehmerschaltung erfolgen und nicht direkt an der a- und b-Ader, damit durch die Schalteinrichtungen keine zusätzliche Gesprächsdämpfung und vorfallenden Dingen keine Unsymmetrie auf den Teilnehmerleitungen auftreten kann.

Eine Reihe von Problemen wird durch die Schaltung der für den Wecker der Teilnehmerstationen erforderlichen Ruffleistung aufgeworfen. Wie schon erwähnt, kann die Wechselleistung nicht über das Koppelfeld geleitet werden, sie muß also in der Teilnehmeranschlußschaltung gesperrt bzw. durchgeschaltet werden. Da hierzu aus Aufwandsgründen kein stärkerer Transistortyp als der fast durchweg im Amt verwendete OC 76 mit einer Gesamtverlustleistung ohne Kühlfläche bei Zimmertemperatur von 125 mW eingesetzt werden sollte, war eine intensive Entwicklungsarbeit zur Lösung des Durchschalteproblems nicht zu umgehen. Im Anhang des Berichts wird anhand von aufgenommenen Kennlinien gezeigt, daß sich der OC 76 als Schalter für reinen Wechselstrom, also für inversen Betrieb während einer Halbwelle, wesentlich schlech-

ter eignet als z.B. der OC 30. Soll der inverse Betrieb ganz vermieden werden, so muß dem Wechselstrom eine Gleichstromkomponente überlagert werden, die dem Spitzenwert des Wechselstromes entspricht, damit der Gesamtstrom in keinem Augenblick seine Richtung umkehrt. Das würde bedeuten, daß zeitweilig der doppelte Wert des Spitzenstromes über den Transistor fließen muß.

In der Praxis der ausführbaren Schaltungen bedeutet das jedoch meist nicht, wie vermutet werden könnte, daß auch eine Gleichspannung von der Höhe der Wechselspitzenspannung in den Schaltkreis eingespeist werden muß, so daß zeitweilig die doppelte Spitzenpannung im Sperrzustand an den Elektroden des Transistors stehen würde. Dies ist deshalb nicht nötig, weil auf Wechselstromwiderstände z.B. Transformatoren als Verbraucher gearbeitet wird, die einen erheblich höheren Wechselstrom- als Gleichstromwiderstand aufweisen. Dadurch wird schon mit einer wesentlich kleineren Gleichspannung ein Strom erreicht, der dem Spitzenwert des Wechselstromes entspricht. Die sich hieraus ergebenden Anwendungsfälle werden noch eine genauere Behandlung der Dimensionierungsfrage in diesem Bericht ermöglichen. Würde man versuchen, die erforderliche Rufwechselspannung von 55 V eff. direkt zu schalten, so ergäbe sich im Sperrzustand ein zeitweilig an den Transistorelektroden stehender Spitzenwert von $2 \times 45 + \text{Gleichspannung}$, also von etwa 80 - 100 V (je nach dem Gleichstromwiderstand des Schaltkreises). Abgesehen davon, daß an einen OC 76 nur eine maximale Sperrspannung von 32 V gelegt werden darf, würde das bedeuten, daß zur Schaltung solcher Spitzenpannungen ein gleich großer Spannungssprung der Steuerelektrode, also der Basis, zugeführt werden müßte, weil der Transistor als Schalter keine Spannungsverstärkung besitzt. Solche Steueramplituden ließen sich aber in einem mit Transistoren bestückten Amt noch nicht herstellen. Es bleibt also prinzipiell nur der Ausweg, die Ruffleistung auf einem niedrigeren Spannungspegel zu schalten und nachher die Spannung heraufzutransformieren. Dabei ist aber darauf zu achten, daß der zu schaltende Strom durch die Transformation nicht zu groß wird.

Zwei weitere Gesichtspunkte sind bei der Rufeinspeisung in der beschriebenen Anlage (s. Technischer Bericht Nr. 27, Bild 12) prinzipiell zu beachten: Wird an die zum Teilnehmer führenden a- und b-Adern eine hohe Rufwechselspannung gelegt, so wirkt sich diese auf den Eingang des Impulsformers wie eine zu schnell ablaufende Serie von Wählimpulsen aus. Der Impulsformer spricht an und schwingt im Rhythmus der Ruffrequenz. Bei der ausgeführten Anlage würde eine dadurch erfolgende Aussendung einer Serie von Belegungsimpulsen, die auf der K-Leitung entlanglaufen und eine Tastung des Kurzschlußtransistors für die 50 kHz Spannung keine unmittelbaren Störungen zur Folge haben, doch wird man möglichst bestrebt sein, die Anlage nicht mit derartigen, nutzlosen Impulsserien zu belasten, da hierdurch natürlich eventuelle Störmöglichkeiten größer werden. Notwendig wird dagegen die Verhinderung des Umsteuerns des bistabilen Multivibrators für die Rufanschaltung durch die Rufwechselspannung, da dieser sofort den Ruf und das Freizeichen unterbrechen würde (er ist an diesem Eingang nur in einer Richtung ansteuerbar). Eine Verhinderung des Eindringens der Rufwechselspannung in den Impulsformer und den bistabilen Multivibrator durch einen vorgeschalteten Tiefpaß wäre wegen des geringen Frequenzabstandes zur Wählfrequenz und vor allem wegen der absolut gesehen sehr niedrig liegenden Frequenz mit zu großem technischen Aufwand verbunden. Es bleibt also nur, die beiden Baugruppen für die Dauer des Rufes zu blockieren oder durch Kompensationsmaßnahmen ein Ansteuern des Impulsformers sowie des bistabilen Multivibrators durch die Rufwechselspannung zu verhindern. - Der zweite Gesichtspunkt ist folgender: Die für die Speisung der Teilnehmerstationen erforderliche Gleichspannungsquelle liegt über Vorwiderstände an der in der Mitte aufgetrennten Wicklung des Teilnehmertransformators. Da aber die Rufwechselspannung unter der unteren Grenzfrequenz dieses Übertragers liegen soll, damit der Transformator eine Trennung der Rufwechselspannung vom Koppelfeld erzeugen kann, stellen die Wicklungsinduktivitäten dieses Transformators nur noch einen sehr kleinen Scheinwiderstand für den Rufstrom dar. Damit liegt aber fast die volle Rufwechselspannung an den beiden durch Auftrennung der Wicklung in der Mitte entstandenen Anschlüssen und damit parallel zur Gleich-

spannungsquelle ($R_i + \text{Vorwiderstände}$). Hierdurch wird die Rufwechselspannung stark belastet, und es würde mehr als das Doppelte der zur Speisung des Teilnehmerweckers erforderlichen Wechselstromleistung dabei nutzlos verbraucht werden. Die Durchschaltung von mehr als der dreifachen für den Wecker benötigten Leistung ist aber mit dem Transistor OC 76 nicht zu erreichen. - Es zeigt sich nun, daß die Abhilfemaßnahmen, die durch die beiden angeführten Gesichtspunkte erforderlich werden, identisch sind. Das kommt daher, daß der Impulsformer und der bistabile Multivibrator als Eingangsgröße den Spannungsabfall an dem 500 Ohm Vorwiderstand des Gleichstromkreises auswerten. Wird aber kein Rufwechselstrom in den Gleichstromkreis mehr eingespeist, so entsteht auch kein Spannungsabfall und die beiden Schaltungseinheiten bleiben in Ruhe.

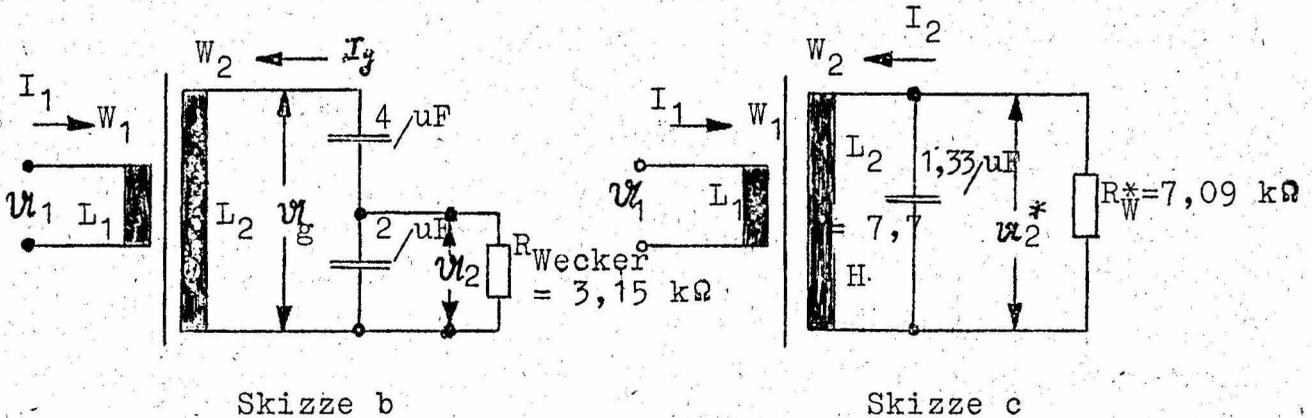
Als Maßnahme zur Beseitigung der soeben geschilderten Vorgänge, könnte an eine in Serie mit der Gleichspannungsquelle erfolgende Rufeinspeisung gedacht werden, gleichzeitig mit einer kapazitiv sehr niederohmigen Überbrückung der Gleichspannungsquelle. Dieses Verfahren ist nicht anwendbar, weil hierbei die Wählimpulse ebenfalls kapazitiv kurzgeschlossen würden und nicht mehr in den Impulsformer gelangen könnten.

Als erster Lösungsweg ist dagegen die Verwendung einer Brückenschaltung möglich (s. Bild 9 oben links), bei der die Gleichspannungsquelle im stromlosen Zweig liegt. In der im folgenden Abschnitt b beschriebenen Ausführung I wurde dieser Weg beschritten, um das Gesamtproblem der Rufanschaltung und -einspeisung zunächst prinzipiell zu lösen. Bei dieser Ausführung wurde nur eine so hohe Rufspannung (ca. 20 V eff) zum Teilnehmer geschickt, daß der Wecker sicher ansprach. Eine Erhöhung der Spannung auf den bei der Deutschen Bundespost festgelegten Wert von 55 V eff ist mit einer derartigen Schaltung bei Verwendung des Transistors OC 76 nicht zu erreichen, da durch die notwendige Verwendung einer Nachbildung die doppelte Rufleistung geschaltet werden muß, wozu noch die nicht unerheblichen Verlustleistungen in den Bauelementen, vor allem im Brückentransformator, kommen. Die prinzipielle Funktion dieser Schal-

tung erwies sich jedoch als einwandfrei. In das Koppelfeld gelangt von der Rufwechselspannung nur noch der sehr kleine Teil, der an der vergleichsweise geringen Induktivität der Eingangswicklung des Teilnehmertransformators abfällt. Durch die Begrenzerdioden kann er ohnehin nicht den Sprechpegel überschreiten. Er wirkt sich im Hörer des anrufenden Teilnehmers nur noch als eine schwache Modulation des Freizeichens aus, weil auf diesem Wege ein weiterer Teilnehmertransformator zu passieren ist. Diese Modulation erscheint, wie im Abschnitt 2 b dieses Berichtes erläutert wurde, sogar recht zweckmäßig.

Um aber die bei elektromechanischen Ämtern übliche Rufspannung zu erreichen, wurde nach einem weiteren Lösungsweg gesucht. Zunächst sollen die Grenzbedingungen für das Transformationsverhältnis bei voller Ausnutzung des Transistors als Schalter festgelegt werden. Da 7 V eff etwa 10 V Spitzenspannung entsprechen, ist hiermit theoretisch schon die höchste schaltbare Spannung gegeben, weil diese nicht durch die Sperrspannung zwischen Kollektor und Emitter in erster Linie begrenzt ist, sondern durch die maximal zulässige, als Sperrspannung auftretende Steuerspannung zwischen Basis und Emitter. Bei der Type OC 76 beträgt diese wie bei den meisten vergleichbaren Typen nur 10 V. Durch den im Abschnitt 2 e dieses Berichtes erwähnten Effekt des Auftretens einer die Durchschalteigenschaften verschlechternden Spannung zwischen Basis und Emitter im Innern des Transistors bei Wechselstromdurchfluß über die Kollektor-Emitterstrecke wird es aber möglich, mit 10 V Sperrspannung an der Basis (in der Ausführung wurden nur 8 V benötigt) sogar 8,5 V eff mit der Kollektor-Emitterstrecke sicher zu sperren. Um die Sicherheit nicht zu sehr zu vermindern, wurden daher 8,5 V eff als maximal schaltbare Wechselspannung für den OC 76 festgelegt. Damit ergibt sich ein Übersetzungsverhältnis für den nachfolgenden Transformator von $8,5 : 55 = 1 : 6,5$. Es ist aber nun nicht möglich, dieses Übersetzungsverhältnis voll auszunutzen, weil in Serie mit der Rufeinspeisung die Gleichspannungsversorgung liegen muß. Diese ist aber, um die Wählimpulse für den Impulsformer nicht zu sehr abzuflachen (s. vorletzter Absatz), bei genügender Sicherheit maximal mit 4 μF überbrück-

bar (eine Parallelschaltung der beiden Einspeisungen würde keine Verbesserung bringen, da auch in diesem Fall der Wechselstrom über einen Kondensator gleicher Größe als Trennkondensator von Wechsel- und Gleichstromweg fließen müßte). Parallel zur Einspeisungsstelle in den Teilnehmertransformator liegen als Kurzschluß für die Sprechwechselströme mindestens $2 \mu\text{F}$, so daß der Ruftransformator ausgangsseitig kapazitiv mit einer Serienschaltung aus einem $4 \mu\text{F}$ und einem $2 \mu\text{F}$ Kondensator belastet



werden muß, wobei am $2 \mu\text{F}$ Kondensator die Nutzspannung abgegriffen werden kann (s. Skizze b). Es findet also eine kapazitive Spannungsteilung im Verhältnis $3 : 2$ statt. Deshalb muß das Übersetzungsverhältnis des Ruftransformators von $1 : 6,5$ auf $1 : 10$ heraufgesetzt werden. Wird der Verbraucher (Teilnehmerstation mit aufgelegtem Handapparat) als Wirkwiderstand von $3,15 \text{ k}\Omega$ bei 50 Hz angenommen, was durch eine Reihe von Messungen als gute Näherung ermittelt wurde, so errechnet sich für den Fall der Anwendung eines $4 \mu\text{F}$ und $2 \mu\text{F}$ Kondensators (wie soeben besprochen) bei 55 V eff als an den Teilnehmerleitungen auftretende Rufspannung eine erforderliche Ausgangsspannung des Ruftransformators $U_g = 83,5 \text{ V eff}$ bei einer Phasenverschiebung von $9,5^\circ$ zwischen den beiden Spannungen. Der erforderliche Strom in den Teilnehmerwecker beträgt $17,5 \text{ mA eff}$ und damit am Ausgang des Ruftransformators $I_g = 38,8 \text{ mA eff}$ bei einem Phasenwinkel zur Ausgangsspannung von 74° kapazitiv. Nimmt man nun einen idealen Übertrager ohne Verluste an, so erhält man unter Berücksichtigung des Magnetisierungsstromes I_μ bei praktisch schon kaum noch vertretbaren Transformatorabmessungen einen zu schaltenden Eingangsstrom $I_1 = 400 \text{ mA eff}$ bei einer Eingangs-

spannung $U_1 = 8,35 \text{ V eff}$ und einem Phasenwinkel von 68° kapazitiv. Dabei liegt dieser Stromwert noch weit unter dem in der Praxis auftretenden, da ein sehr hohes L der Wicklungen vorausgesetzt war, um I/μ klein zu halten, was zu hohen Kupferverlusten führen muß. Würde man das L herabsetzen (sekundär $< 8 \text{ H}$) und einen M 42 Kern verwenden, so ergäbe sich wegen des ansteigenden I/μ ein Eingangsstrom I_1 von etwa 580 mA eff (ohne Kupferverluste). Man sieht also, daß auf diesem Wege eine Lösung nicht erreichbar erscheint, da derartige Ströme bei weitem nicht von einem OC 76 geschaltet werden können.

Der entscheidende Schritt zur Verbesserung der Verhältnisse liegt in der Abstimmung des von der Sekundärwicklung des Ruftransformators und den beiden in Serie geschalteten Kondensatoren gebildeten Kreises auf die Ruffrequenz durch geeignete Bemessung der Induktivität der Ausgangswicklung des Ruftransformators. Da die beiden in Serie geschalteten Kondensatoren eine Gesamtkapazität von $1,33 \mu\text{F}$ haben, ergibt sich für die Ausgangswicklung bei 50 Hz ein L_2 von $7,7 \text{ H}$. Weil nun im Gesamtkreis die Reaktanz zu Null geworden ist, läßt sich die in Skizze b dargestellte Anordnung in die der Skizze c umrechnen. Dadurch wird der auf der Ausgangsseite notwendige Strom $I_2 = 11,65 \text{ mA eff}$ (gegenüber $I_g = 38,8 \text{ mA eff}$ ohne Resonanz). Nimmt man wieder einen idealen Überträger ohne Verluste an, so ergibt sich als zu schaltende Eingangsleistung (ohne Berücksichtigung des I/μ) ein Strom von $116,5 \text{ mA eff}$ bei $8,25 \text{ V eff}$. Um nicht getrennt den Magnetisierungsstrom und die übrigen Kreisverluste berücksichtigen bzw. messen zu müssen, wurde die Güte des unbelasteten Kreises bei gleichen Magnetisierungsverhältnissen des Kernes wie im Betriebsfall aus der Messung der Halbwertsbreite

$\Delta f = \Delta \omega : 2\pi$ nach der Beziehung $Q_p = \frac{\omega_0}{\omega_{45^\circ} - \omega_{-45^\circ}}$ ermittelt. Es ergab

sich ein Wert von $Q_p = 3,2$ für die Güte. Errechnet man dagegen die Güte des an sich verlustfreien, aber mit dem Verbraucher belasteten Kreises, so erhält man dafür $Q_p = 2,97$. Man sieht also, daß bei Einbeziehung aller auftretenden Verluste fast die gleiche Leistung zur Deckung der Verluste benötigt wird, wie sie vom Wecker in der Teilnehmerstation verbraucht wird. Um die auftre-

tenden Kupferverluste auszugleichen, mußte bei Verwendung eines M 42 Kernes das Übersetzungsverhältnis von 1 : 10 auf 1 : 12,8 erhöht werden. Damit und mit Berücksichtigung der durch die Güte von 3,2 entstehenden Verluste errechnet sich ein Eingangsstrom von $I_1 = 282 \text{ mA eff}$ bei $U_1 = 8,5 \text{ V eff}$, was, wie die Messung ergab, den tatsächlich auftretenden Werten gut entspricht. Dem OC 76 konnte, wie Dauerversuche zeigten, dieser Schaltstrom zugemutet werden, weil durch den Rufrythmus nur ein intermittierender Betrieb gefordert wird. Eine bei der Dimensionierung des Resonanz-Ruftransformators grundsätzlich auftretende Schwierigkeit ist das Festliegen der Sekundärinduktivität mit $L_2 = 7,7 \text{ H}$. Dadurch wird L_1 wegen des aus Spannungsgründen notwendigen Übersetzungsverhältnisses sehr klein und I_{μ} erreicht hohe Werte, was sich im Auftreten der geringen Kreisgüte bemerkbar macht.

Wie bei der Besprechung der Ausführungen näher erläutert werden wird, wurde die Verkoppelung von Ruf-Wechselspannung und Gleichspannungsquelle (bzw. Impulsformer sowie bistabilem Multivibrator) durch eine Kompensationswicklung auf nicht mehr störende Werte verringert. Dasselbe wurde bezüglich der Einkopplung der Rufspannungsreste in das Koppelfeld durch eine zweite Kompensationswicklung auf dem Teilnehmertransformator erreicht. Hierdurch konnte noch ein weiterer, ebenfalls später zu besprechender Vorteil hinsichtlich der auftretenden Verluste erzielt werden.

Mit dieser Schaltung (Ausführung II) konnten 55 V eff an den Teilnehmerleitungen bereitgestellt werden, was den Vorschriften der Deutschen Bundespost bezüglich der vom Amt zu liefernden Rufspannung entspricht.

b) Ausführung I

Auf Bild 9 ist die Ausführung der im letzten Abschnitt als erster Lösungsweg erwähnten Schaltung mit Brückeneinspeisung dargestellt. Oben links im Bild ist die Einspeisungsbrücke für den Ruf zu sehen. Man erkennt, daß die Gleichspannungsquelle mit ihren Vorwiderständen gegen die Wechselspannung, die in

die obere Wicklung mit 350 Windungen eingespeist wird, entkoppelt ist. Damit erhält auch der unten links gezeichnete übliche Impulsformer (aus der schon im Technischen Bericht Nr. 27 beschriebenen Teilnehmeranschlußschaltung), dessen Eingang an das untere Ende des 500 Ohm Widerstandes angeschlossen ist, keine Rufwechselspannung. Die Nachbildung besteht lediglich aus einem 4 μ F Kondensator, was für diesen Fall bei weitem genau genug ist und die Schwierigkeiten eines zusätzlichen Gleichstromleistungsverbrauchs über die Nachbildung vermeidet. Die Spannung wird im Ruftransformator etwa im Verhältnis 1 : 3 herauftransformiert. Damit stehen an den Sprechadern nach Abzug der Verluste etwa 20 V eff für den Ruf zur Verfügung. Die Gleichspannungskomponente im Wechselstromschaltkreis des OC 76 wurde auf 1 V eingestellt; damit wurde eine Umkehr der Stromrichtung, also ein Betrieb des Transistors im inversen Bereich, vermieden. Wie bereits angedeutet, ergibt sich dieser Wert aus der Summe der Gleichstromwiderstände in diesem Kreis mal dem Spitzenwert für den zu schaltenden Wechselstrom. Rechts unten im Bild ist der für die Ruf- und Freizeichendurchschaltung notwendige Speicher gezeigt. Er weist in seiner Schaltung keine Besonderheiten gegenüber einem üblichen bistabilen Multivibrator auf. Der gemeinsame Emitter-Widerstand wurde aus 2 Gründen niedrig gehalten. Einmal steigt dadurch die Ansprechempfindlichkeit des Multivibrators und zum anderen durfte kein großer Spannungsabfall an diesem Widerstand auftreten, um für die Sperrung des Wechselstromschalttransistors ein genügend hohes positives Potential zur Verfügung stellen zu können. Die Ansteuerung des Speichers vom Koppelpunkt her erfolgt durch die J-Leitung über den differenzierenden 10 nF Kondensator, während an der anderen Basis der am 500 Ohm Widerstand in der Teilnehmerspeiseschaltung auftretende Spannungsabfall als Steuergröße wirkt. Wegen des Potentials von + 16 V an der Klemme T des Speichers gegenüber + 20 V an dem einen Ende des 500 Ohm Widerstandes und wegen des hochohmigen Vorwiderstandes von 10 kOhm ist eine Ansteuerung des Speichers an diesem Eingang, wie gewünscht, nur in negativer Richtung, d.h. durch einen am 500 Ohm Widerstand auftretenden Spannungsabfall möglich, nicht jedoch durch das Fehlen desselben. Die Durchschaltung des Frei-

zeichens erfolgt durch Ansteuerung eines aus 2 Golddrahtdioden OA 5 bestehenden Tores in der Mitte einer auf einem zentralen Verteilertransformator aufgebrauchten Wicklung über einen 1 kOhm Widerstand. In ihrem übrigen Aufbau gleicht die Teilnehmer-schaltung der im Technischen Bericht Nr. 27 eingehend beschriebenen Ausführung.

c) Ausführung II

Bild 10 zeigt die Ausführung der im Abschnitt a als Lösungsweg zur Erreichung der vollen Rufspannung von 55 V eff besprochenen Schaltungsmöglichkeit. Oben links im Bild befindet sich der Wechselstromschalttransistor mit dem Ruftransformator, dessen geteilte Sekundärwicklung zusammen mit den beiden Kondensatoren von 4 μ F und 2 μ F den erwähnten Resonanzkreis bildet. Die Gleichspannungseinspeisung erfolgt parallel zum 4 μ F Kondensator über die auf demselben Kern aufgebrauchte Kompensationswicklung. Die mit dieser Wicklung erreichte Entkopplung von Rufwechselspannung einerseits sowie Gleichspannungsquelle, Impulsformer und bistabilem Multivibrator andererseits ist nicht vollständig, weil der Phasenwinkel zwischen der am 4 μ F Kondensator auftretenden und zu kompensierenden Spannung und der in der Kompensationswicklung induzierten Spannung nicht 180° beträgt. Von der Verwendung eines Phasenschiebers wurde jedoch abgesehen, weil die erreichte Kompensationswirkung ohnehin genügte.

Eine erhebliche Wirkung ist dagegen mit der im Kreis des Wechselstromtransistors liegenden und auf dem Kern des Teilnehmertransformators aufgebrauchten Kompensationswicklung zur Verhinderung des Eindringens der Rufwechselspannung in das Koppelfeld zu erzielen. Abgesehen von der weitgehenden Schwächung dieser Eindringspannung bewirkt die Kompensationswicklung eine Aufhebung der Induktivität der beiden Primärwicklungshälften (Teilnehmerseite) des Teilnehmertransformators für den hindurchfließenden Rufwechselstrom. Dadurch wird der Rufspannungsabfall in diesen beiden Wicklungshälften und damit der Verlust an Rufwechselleistung stark herabgesetzt. Zusätzlich ergibt sich ein Schutz des Transformator-kerns vor möglichen, starken Mag-

netisierungen durch den Rufwechselstrom. Für das auf der Kopfeldseite des Transformators eingespeiste Freizeichen besteht dagegen die volle Induktivität der Transformatorwicklungen, weil für die Freizeichenspannung durch den Nebenschluß über den für sie niederohmigen 2 μ F Kondensator der Kompensationskreis unterbrochen ist. Sperrt der Wechselstromschalttransistor OC 76 nach Beendigung des Rufes, so wird gleichzeitig jegliche Kompensationswirkung unterbunden, da die Kompensationswicklung in dem nunmehr unterbrochenen Wechselstromkreis liegt. Die nach dem im vorigen Abschnitt behandelten Schema errechnete Gleichspannungskomponente für den Wechselstromschaltkreis wurde in diesem Fall zu 1,5 V bestimmt. Bezüglich der Schaltung des bistabilen Multivibrators und der Anschaltvorrichtung für das Freizeichen sind keine prinzipiell neuen Gesichtspunkte gegenüber den im vorigen Abschnitt erörterten angewandt worden. Es erübrigt sich also eine ausführliche Beschreibung. Da in der zugrunde liegenden Gesamtanlage keine höhere Spannung als + 20 V zur Verfügung stand, mußte der gemeinsame Emittorwiderstand im bistabilen Multivibrator sehr klein gemacht werden, um noch eine genügende Sperrung des Wechselstromschalttransistors zu gewährleisten. Es war nicht möglich, an den Emitter des Wechselstromschalttransistors ein niedrigeres Potential als 12 V zu legen, da sich bei noch vertretbarer Belastung des bistabilen Multivibrators ein genügend großer Basisstrom für die Durchschaltung der Rufwechselspannung sonst nicht erzielen ließ. Die Rückwirkungen der an der Basis der Wechselstromschalttransistors auftretenden Gleichspannung (der Effekt wurde bereits mehrmals erwähnt) auf die Funktionen des bistabilen Multivibrators konnten nur gering gehalten werden, wenn dieser mit einer möglichst großen Betriebsspannung versorgt wird. Deshalb wurde der Multivibrator an die volle, für die informationsverarbeitenden Einheiten zur Verfügung stehende Speisespannung von 24 V angeschlossen. Die Schaltung des Impulsformers und des 50 kHz Schalttransistors erfuhr keine Abänderungen gegenüber der im Technischen Bericht Nr. 27 eingehend beschriebenen Ausführung.

Die beiden Ausführungen I und II werden nebeneinander in der errichteten Anlage betrieben. Es zeigte sich, daß bei der von der Ausführung I gelieferten Rufwechselspannung von etwa 20 V eff die Wecker in den Teilnehmerstationen ohne Justierung nicht in allen Fällen sicher ansprachen, während mit den 55 V eff der Ausführung II die Wecker jeder beliebig ausgewählten Teilnehmerstation auch bei Einfügung von Leitungsdämpfung einwandfrei funktionierten.

6. Mechanischer Aufbau der Gesamtanlage

Da das ausgeführte Amt als Versuchsanlage für den Laborbetrieb geplant war, mußte beim Aufbau darauf geachtet werden, daß alle Stellen für Messungen und eventuell vorzunehmende Änderungen leicht zugänglich bleiben. Die Gesamtanlage (außer dem Stromversorgungsteil, der über ein Vielfachkabel angeschlossen wird) wurde daher in einem flachen Tischgestellrahmen so aufgebaut, daß zwischen den einzelnen Baueinheiten genügend Raum bleibt, Jede Baueinheit für sich (Teilnehmeranschlußschaltung, Koppelpunkt, Besetzt-koppelpunkt, Zentrales Glied, für das ganze Amt zentrale Einrichtungen) wurde auf gesonderten Pertinaxbrettchen zusammengefaßt, die in federnde Klemmvorrichtungen des Gestellrahmens eingeschoben werden, so daß sie nach Ablöten der Stromzuführungen und Verbindungsdrähte, die alle an die äußerste Stiftreihe (die Beschreibung der Stifte erfolgt anschließend) des Brettchens gelegt sind, leicht ausgewechselt werden können. Die Zeilen und Spalten des Koppelfeldes finden im mechanischen Aufbaubild ihre Entsprechung. Die Einzelteile sind auf der einen Seite der Brettchen an kleine Kupferstifte angelötet, die auf der anderen Seite die Verdrahtung tragen. Hierdurch wird die Auswechslung einzelner Bauelemente sehr erleichtert. Zur Herstellung dieser Schaltungsbrettchen wurde eine einfache Hebelpresse gebaut, die es gestattet, in eine 2 mm starke Pertinaxplatte Dreikantlöcher zu stanzen (die Löcher sind vorgebohrt), die Montagestifte aus weichem Kupferdraht mittels einer Vorrichtung in der geforderten Länge zu fertigen und die Stifte in die Dreikantlöcher einzunieten. Das Fertigen

der Stifte erfolgt durch Abscheren in definierter Länge, wobei der Draht auf beiden Seiten der Scherstelle einige Millimeter durch Bohrungen geführt wird, um Deformationen der Stiftenden kleinzuhalten, da diese den späteren Nietvorgang stören würden. Beim Nietvorgang selbst traten vor allem 3 Schwierigkeiten auf: Ungenügendes Fließen des Materials in die Dreikantform und Verschiebungen der Pertinaxplatten sowohl in radialer wie axialer Richtung der Stifte. Punkt 1 wurde durch die erwähnte, saubere Ausgestaltung der Stiftenden und genaue Bemessung der Stiftlänge begegnet, Punkt 2 durch je einen gezahnten Greifring auf beiden Nietwerkzeugen und Punkt 3 durch eine Federung beider Greifringe in axialer Richtung mittels zweier Federn gleicher Konstante. Dadurch wurde erreicht, daß die Montageplatte in jedem Augenblick des Nietvorgangs in der Mitte zwischen den Nietwerkzeugen bleibt.- Besonders häufig benutzte Meßstellen wurden an eine Buchsenleiste am Gestellrahmen gelegt.

Zur Überwachung der Funktionen des Amtes befindet sich auf der Frontplatte eines von der Anlage getrennt aufstellbaren Gehäuses eine Abbildung der Struktur des Amtes, der an den wichtigen Punkten Signalglimmlampen eingefügt sind, die den jeweiligen Zustand der entsprechenden Baueinheit anzeigen.

Anmerkung zu Bild 1: Da das Bild 1 zum Teil bereits im Technischen Bericht Nr. 29 besprochen wurde, aber die auf demselben Blatt dargestellten Teile der Signaleinrichtung Gegenstand dieses Berichtes sind, wird die Zeichnung diesem Bericht erneut beigelegt. Sie enthält gegenüber dem Bild 2 des Technischen Berichtes Nr. 29 einige, kleinere Zeichenfehlerkorrekturen in der Signalanlage.

Berichtigung

Die Bezeichnung des Bildes 1 im Technischen Bericht Nr. 29 muß lauten: Zentrales Glied; Blockschaltbild.

L i t e r a t u r

Anhang zum Technischen Bericht Nr. 31

Wechselstromschaltung mit den Transistoren OC 30 und OC 76

Es soll im Folgenden versucht werden, einen Beitrag zur Klärung des Problems der Durchschaltung reinen Wechselstroms (d.h. ohne Gleichstromkomponente) mittels der Kollektor-Emitterstrecke von pnp-Transistoren zu leisten. Der Befehl zum Durchschalten oder Sperren des Transistors soll dabei der Basis zugeführt werden, wie es den Anwendungen in der Praxis entsprechen dürfte. Die Betrachtungen stützen sich auf Messunterlagen, die mit den beiden Transistortypen OC 76 und OC 30 gewonnen wurden.

Wie allgemein üblich, seien auch hier sämtliche Stromrichtungen im konventionellen Sinne gebraucht. Fließen also Elektronen in einen Transistoranschluß hinein, so ist der Strom als $-I$ definiert. Die ferner verwendete Kollektor-Emitterspannung U_{CE} sei positiv, wenn der Kollektor positiv gegenüber dem Emitter ist.

In Bild I, 1 a und b sind die I_C , U_{CE} Kennlinienfelder der beiden Transistoren OC 76 und OC 30 in allen vier Quadranten dargestellt. Diese ungebräuchliche Darstellungsweise umfaßt den normalen und den inversen Betrieb des Transistors. In der Literatur wird der inverse Betrieb meist durch Umpolen der äußeren Spannung zwischen Kollektor und Emitter definiert, dergestalt, daß an den Kollektor + und an den Emitter - angelegt werden. Man findet auch die Aussage, daß die Stromrichtung in der Kollektorzuleitung sich im inversen Betrieb umkehre. Letzteres ist jedoch nicht exakt, wie man anhand der in Bild I, 1 b dargestellten Kurven erkennen kann. Das Umpolen der angelegten Kollektor-Emitterspannung fällt nämlich durchaus nicht mit der Umkehrung des Kollektorstromes zusammen. Wird im Kollektor-Emitterkreis der Widerstand unendlich gemacht, d.h. bleibt der Kollektoranschluß offen, so ist I_C auf jeden Fall gleich 0, dagegen beträgt U_{CE} je nach Basisstrom ($-I_B$ von 0 - 100 mA) beim OC 30 von 0 - -0,03 V. Wird dagegen die Kollektor-Emitterstrecke kurzgeschlossen, also U_{CE} zwangsläufig gleich 0, so fließt beim gleichen Variationsbereich des Basisstroms ein Kollektorstrom I_C zwischen 0 und + 75 mA (der physikalische

Basisstrom teilt sich in Kollektor- und Emitterstrom). Es erscheint zweckmäßig, den normalen vom inversen Bereich nur durch die Polarität von U_{CE} zu unterscheiden, sodaß die Kennlinienteile, die im I. und IV. Quadranten verlaufen, dem normalen und die im II. und III. Quadranten liegen, dem inversen Betrieb zuzuordnen sind. Der genaue Verlauf der Kennlinien in Nullpunktsnähe ist in Bild I, 1a wegen des kleineren Maßstabes auf der Abzisse nicht so gut zu sehen. Dieses Diagramm sollte in erster Linie dazu dienen, einen Überblick über den charakteristischen Kurvenverlauf im III. Quadranten zu geben.

Man erkennt, daß für beide Stromrichtungen von I_C ein Spannungsabfall U_{CE} an der Kollektor-Emitterstrecke auftritt. In Bild I, 1a sind diese beiden Spannungsabfälle für $I_C = +$ und $- 45$ mA durch die beiden Pfeilspitzenpaare eingezeichnet. Bei Durchgang von Wechselstrom über die Kollektor-Emitterstrecke des Transistors wird also durch die eine Halbwelle die im I. Quadranten durch die andere die im III. Quadranten auftretende Spannung hervorgerufen, sofern die Kollektorströme groß gegenüber den Basisströmen sind (bei sehr kleinen Wechselstromamplituden und großem Basisstrom kann der Fall eintreten, daß U_{CE} immer negativ bleibt und der Transistor damit nach der oben angeführten Definition immer im normalen Bereich arbeitet). Sollen die beim Durchschalten des Wechselstroms entstehenden Verzerrungen durch Unsymmetrie im Durchlaßwiderstand bezüglich der jeweiligen Stromflußrichtung klein gehalten werden, so muß mittels des Basisstroms ein Arbeitspunkt eingestellt werden, der bei dem zu schaltenden Kollektorstrom $\pm I_C$ gleiche Kollektor-Emitterspannungen $\pm U_{CE}$ auftreten läßt. Um die Abhängigkeit dieser Spannungen in beiden Richtungen vom eingestellten Basisstrom bei verschiedenen Kollektorströmen beider Richtungen erkennen zu können, wurden die Diagramme Bild I, 2a und b aufgenommen. Man sieht zunächst, daß im inversen Betrieb die Zunahme des Spannungsabfalls $|U_{CE}|$ mit sinkendem Basisstrom (d.h. der Anstieg der Kurven $-\frac{d|U_{CE}|}{d(-I_B)}$) schneller erfolgt als im normalen Betrieb. Die Schnittpunkte der Kurven gleicher $|I_C|$ sind besonders markiert worden. An diesen Stellen, d.h. für diese $|I_C|$ und $-I_B$ ist $|+U_{CE}| = |-U_{CE}|$, d.h. der Durchlaß für diesen Betrag des Augenblickswertes des Wechselstroms ist sym-

metrisch. Durch Wahl des passenden $- I_B$ kann also im Betriebsbereich des Transistors jeder Wert des Kollektorstroms symmetrisch durchgeschaltet werden. Da aber $- I_B$ die Steuergröße ist, liegt sein Wert während der Wechselstromperiodendauer fest. Daher ist die exakte Symmetrie nur für einen bestimmten Betrag des Augenblickswertes von \tilde{I}_C zu erreichen. Aus dem vorhin Gesagten über das Anstiegsverhalten der Kurven geht aber hervor, daß die Unsymmetrie bei zu kleinen Kollektorstromwerten wesentlich geringer ist als bei zu großen Werten. Daher genügt es für die Praxis meist, den Basisstrom etwa für die auftretenden Spitzenwerte des Kollektorwechselstroms zu dimensionieren.

Auffällig ist, daß im Diagramm Bild I, 2 b die Punkte für symmetrisches Arbeiten annähernd auf einer Geraden liegen. Es besteht also für symmetrisches Arbeiten ein linearer Zusammenhang zwischen $|U_{CE}|$ und $- I_B$. Hieraus kann eine wichtige Schlußfolgerung gezogen werden: Würde der Basisstrom dergestalt in linearer Abhängigkeit von dem auftretenden Betrag des Spannungsabfalls $|U_{CE}|$ gesteuert, daß bei jedem Kollektorstromaugenblickswert der aus dem Diagramm (s. auch Bild II, 1 a und b) sich für symmetrischen Betrieb ergebende Basisstrom $- I_B$ entsteht, so verhielte sich ein normaler Transistor als Wechselstromschalter wie ein symmetrisch aufgebauter Transistor. Da der Basisstrom $- I_B$ immer in gleicher Richtung fließen soll, während sich U_{CE} und auch I_C umpolen, müßte die zusätzliche Steuergröße für die Basis aus einer Zweiweggleichrichtung von U_{CE} bzw. von einer zu I_C proportionalen Spannung (Spannungsabfall am ohmschen Widerstand) gewonnen werden. Das bedeutet, technisch gesehen, daß ein normaler Transistor durch Zusatz eines Zweiweggleichrichters und evtl. eines die Zusatzsteuerspannung dämpfenden Widerstandes in einen symmetrischen Transistor bezüglich seines Durchschalteverhaltens an der Kollektor-Emitterstrecke umgewandelt werden kann.

Wie man aus dem Vergleich der Bilder I, 2 a mit 2 b sieht, treten beim Transistor OC 76 erheblich größere Kollektor-Emitterspannungsdifferenzen auf, als beim OC 30. In den folgenden Bildern wird die Eignung des OC 30 gegenüber dem OC 76 als Wechselstromschalter noch deutlicher.

Die Bilder II, 1 a und b stellen eine Umzeichnung der vorherigen Diagramme in der Weise dar, daß für den jeweiligen $|I_C|$ der zugehörige $-I_B$ zur Wahrung der Symmetrie angegeben wird, wobei der durch die Grenzdaten der verwendeten Typen bestimmte Arbeitsbereich eingezeichnet ist. Auch in diesem Fall ergibt sich eine lineare Funktion, wie schon angedeutet wurde. Man ersieht aus dieser Darstellung die wesentlich bessere Eignung des OC 30 für symmetrischen Durchschaltbetrieb gegenüber dem OC 76. Während beim OC 76 der maximal erreichbare I_C für $|+I_C| = |-I_C|$ durch den noch zulässigen Basisgrenzstrom nicht größer als 50 mA werden kann, d.h. noch weit unter dem Kollektorgrenzstrom bleibt, ist beim OC 30 der volle Kollektorgrenzstrom von 1,4 A ausnutzbar, da für symmetrischen Betrieb der dafür notwendige Basisstrom erst 175 mA zu sein braucht, also noch unter dem maximal zulässigen liegt. Das ist der Grund dafür, daß im beschriebenen Amt die zentrale Rhythmus-schaltung des Rufstroms mit einem OC 30 in reinem Wechselstromschaltbetrieb erfolgt, während dem OC 76 in den Teilnehmerschaltungen eine Gleichstromkomponente im Schaltkreis zugeführt wird, um den inversen Betrieb zu vermeiden.

Ist die maximale Spannungsabfallsymmetrie an der Kollektor-Emitterstrecke (ΔU_{CE}) vorgegeben, so wird zweckmäßig mit den in den Bildern II, 2 a und b dargestellten Diagrammen der notwendige Basisstrom bestimmt. Hier ist besonders leicht abzulesen, zu welchen Spannungsunsymmetrien ein zu groß oder zu klein gewählter Basisstrom führt. Es wird anschaulich, daß ein zu großer Basisstrom weit günstiger ist als ein zu kleiner. Ferner ist der Vergleich des OC 76 mit dem OC 30 in diesen Diagrammen ebenfalls aufschlußreich zu Gunsten des OC 30.

In den Bildern II, 3 a und b wurde als Parameter die Unsymmetrie der Kollektorströme in ein $|U_{CE}| = f(-I_B)$ Diagramm eingeführt. Als Unsymmetrie wird der Betrag der Differenz der Beträge der bei einem festen Basisstrom auftretenden Kollektorströme beider Stromflußrichtungen (in diesem Fall gleich dem Betrag der Summe der Kollektorströme unter Berücksichtigung der Flußrichtung), bezogen auf den jeweils größeren Absolut-

wert eines der beiden Kollektorströme, mal 100 in % definiert. Die Diagramme sind nun z.B. in folgender Art anwendbar: Ist aus Verlustleistungsgründen im schaltenden Transistor OC 30, oder, um eine vorgegebene Spannungsdämpfung für den Schalter in keinem Zeitpunkt zu überschreiten, ein bestimmtes $\hat{U}_{CEzul.}$ z.B. von 140 mV vorgegeben, und eine auftretende Unsymmetrie von 33,3 % zugelassen, so muß ein Basisstrom eingespeist werden, der > 25 mA und < 82 mA ist. Mittels dieser Diagramme läßt sich natürlich auch aus gegebenem $-I_B$ und $U_{CE max}$ (das wiederum mittels Bild I, 2 a, b aus dem $-I_B$ und $+I_C$ bzw. $-I_C$ ermittelt werden kann) die auftretende Unsymmetrie abschätzen. So würden sich z.B. bei einem zu schaltenden Strom von 200 mA mit einem OC 30, dem aus schaltungstechnischen Gründen nur ein $-I_B$ von 20 mA zugeführt werden kann, ein $|U_{CE}|_{max}$ von 0,19 V und damit etwa 50 % Unsymmetrie ergeben. - Man erkennt, daß der OC 76 gegenüber dem OC 30 schon bei kleinem U_{CE} große Unsymmetrien aufweist.

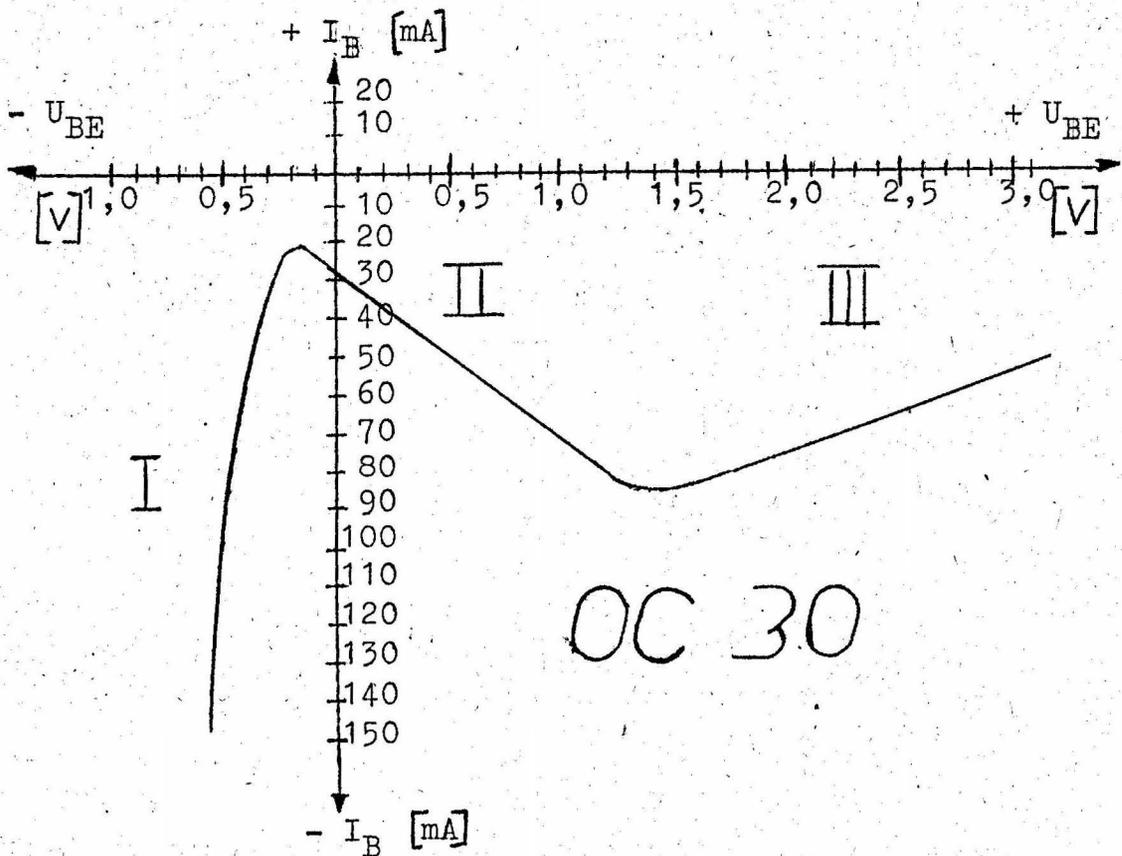
In den Bildern II, 4 a und b ist schließlich der auftretende Klirrfaktor des durchtretenden Wechselstroms in Abhängigkeit vom Effektivwert des Wechselstroms bei verschiedenen Basisströmen dargestellt. Während beim OC 76 auch bei maximalem Basisstrom beträchtliche Klirrfaktorwerte auftreten, ist der Klirrfaktor des durch den OC 30 tretenden Wechselstroms bei maximalem Basisstrom nicht mehr messbar.

In Bild III sind die Rückwirkungen des mit einem OC 30 geschalteten Kollektorwechselstroms auf den steuernden Basisgleichstrom bei verschiedenen Basisvorwiderständen dargestellt. In der gezeichneten Messanordnung zeigte sich ein Zunehmen des mittleren Basisgleichstroms bei steigendem Kollektorwechselstrom. Der auftretende Zusatzbasisstrom $-I_{BZ}$ ist ein pulsierender Gleichstrom, dessen Mittelwert gemessen und auf den Ordinaten der 3 Diagramme aufgetragen wurde. Die 3 Kurven jedes Diagrammes gelten jeweils für einen ohne Einfluß des Kollektorwechselstroms ($\tilde{I}_C = 0$) eingestellten Basisstrom von $-I_B = 25,50$ und 100 mA. Wie zu erwarten, sieht man, daß der Zusatzbasisstrom mit steigendem Kollektorwechselstrom umso schneller zu-

nimmt, je geringer der Basisvorwiderstand R_B ist (Diagramme 1-3). Diese Zunahme des steuernden Basisstroms muß in der Schaltung berücksichtigt werden, da sie eine Rückwirkung auf die vorgeschaltete Steuerstufe darstellt. Man verkleinert die Rückwirkung durch die Wahl großer Basisvorwiderstände und, damit verbunden, großer Ansteuerungsamplituden. - Parallel zum Entstehen des Zusatzbasisstroms tritt noch eine weitere Wirkung auf: Obwohl sich der Steuerstrom in die Basis ($- I_B$) durch den beschriebenen Effekt mit steigendem I_C vergrößert, wächst der Durchschaltwiderstand in der Kollektor-Emitterstrecke des Schalttransistors. Um das Zustandekommen dieser beiden sich zu widersprechen scheinenden Auswirkungen zu deuten, mag das auf Bild III gezeichnete Ersatzschaltbild eine genügende Annäherung an die tatsächlichen Verhältnisse zur Betrachtung dieses Falles ergeben. Der entstehende pulsierende Zusatzbasisstrom wird von einer Spannungsquelle durch den Steuerkreis getrieben, die innerhalb des Transistors zwischen Basis- und Emitteranschluß als Ersatzspannungsquelle U_{BRZ} eingezeichnet werden kann. Die Polarität dieser Quelle (+ an der Basis, - am Emitter) ist derartig, daß ihre Spannung sich zur Steuer-spannung U_1 addiert, der Basisstrom also wächst. Trotzdem liegt, die Basis positiver gegenüber dem Emitter, was zu der beobachteten Verschlechterung des Durchschalteverhaltens führt. Es muß also als Folge davon ein größerer Steuerstrom der Basis zugeführt werden als ohne diesen Effekt, um einen gleichwertigen Durchschaltezustand zu erhalten.

Besonders soll auf einen Vorgang hingewiesen werden, der bei gleitendem Durchschalten, also z.B. bei einer Spannungsregelung mittels des Schalttransistors, eintreten und Schwierigkeiten bereiten kann. Gemeint ist die Möglichkeit des Auftretens eines negativen Eingangswiderstandes zwischen Basis und Emitter. Dies wird folgendermaßen erklärt: Durch einen steigenden Basisstrom $- I_B$, der von der Steuerquelle U_1 geliefert wird, kann in einem bestimmten Arbeitsbereich die innere Transistorspannung U_{BEZ} mit dem stark anwachsenden Kollektorwechselstrom I_C derart schnell ansteigen, daß sie schneller wächst als der von $- I_B$ direkt hervorgerufene Spannungsabfall am Innenwiderstand der Basis-Emit-

terstrecke. Da U_{BE} aber diesem Spannungsabfall entgegen gerichtet ist, fällt die Gesamtspannung ($-U_{BE}$) zwischen Basis und Emitteranschluß des Transistors, obwohl $-I_B$ steigt. Der Arbeitsbereich, bei dem diese Erscheinung auftritt, liegt hauptsächlich im Gebiet positiver U_{BE} , so daß in diesem Gebiet sinngemäß von einem Wachsen der Spannung $+U_{BE}$ mit größer werdendem Basisstrom $-I_B$ gesprochen werden muß. Beides ist aber kennzeichnend für das Bestehen eines negativen Widerstandes zwischen Basis- und Emitteranschluß. Somit liegt beim Auftreten dieses Verhaltens (im Bereich zwischen "Durchgeschaltet" und "Sperrern") ein negativer Widerstand im Steuerkreis, der dann zu instabilem Betrieb des Transistors führen kann, wenn die Summe der positiven Widerstände im Steuerkreis kleiner als dieser negative Widerstand ist.



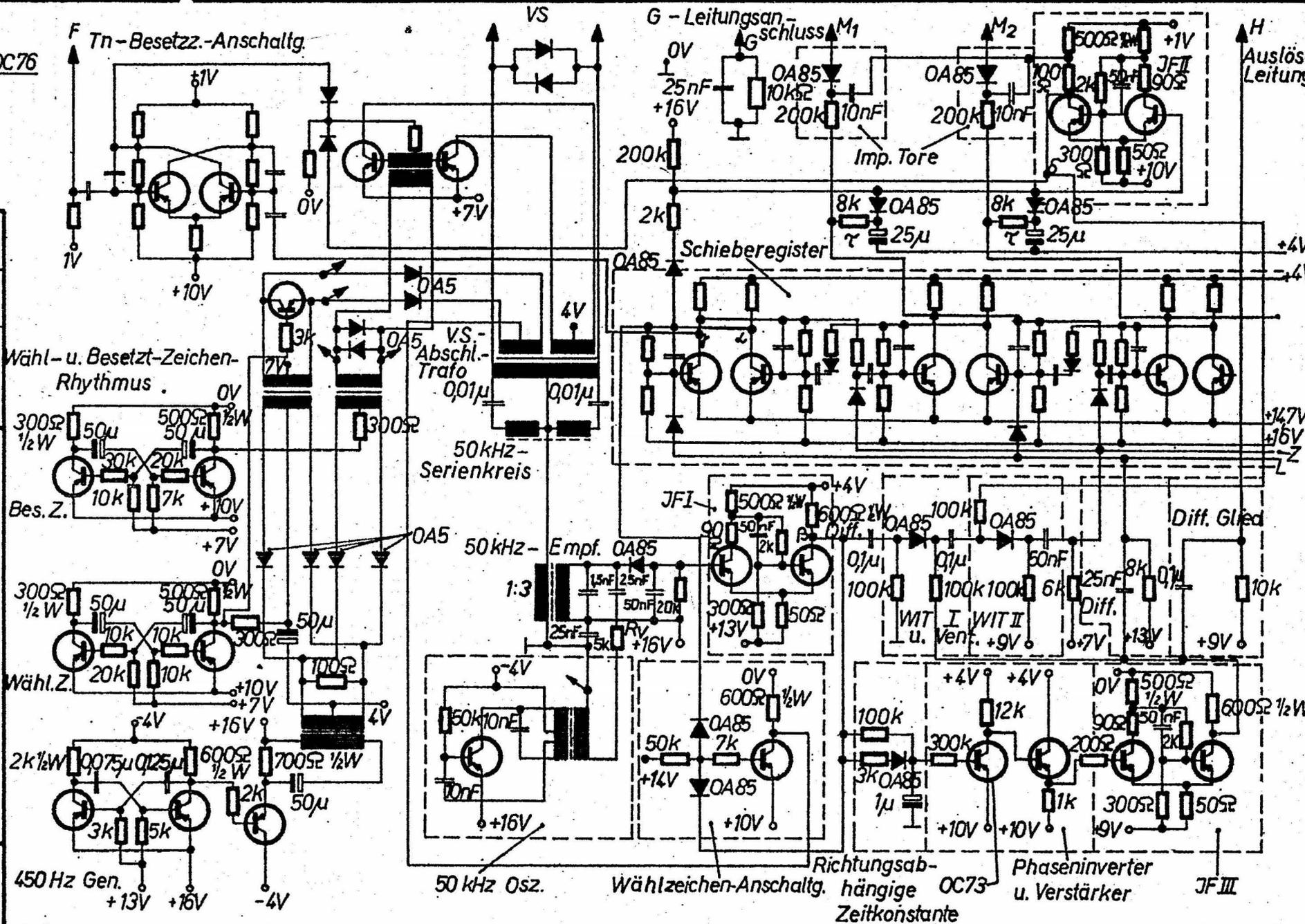
Skizze d

Skizze d stellt das gemessene Spannungs-Strom-Diagramm am Steuereingang des Transistors OC 30, also zwischen Basis und Emitteranschluß, dar in einer Meßanordnung nach Bild III bei

einer in den unteren Transformator eingespeisten Wechselspannung von 6,5 V eff bei 50 Hz und einer Belastung des oberen Transformators mit 100 Ohm. Der auftretende Eingangswiderstand beträgt danach im Bereich I ca. + 2,1 Ohm, im Bereich II ca. - 15 Ohm und im Bereich III ca. + 50 Ohm. Große Basisströme im Bereich I bedeuten ein niederohmiges Durchschalten des Transistors zwischen Kollektor und Emitter, kleine Basisströme im Bereich III ein schlechtes, also hochohmiges Durchschalten des Transistors, während positive Basisströme (im Diagramm nicht mehr gezeichnet) das Sperren des Transistors bewirken. Im Bereich II dagegen besitzt die Kennlinie eine fallende Charakteristik, der Eingangswiderstand ist also negativ, während der Durchschaltewiderstand weiterhin positiv bleibt und Werte zwischen denen des Bereichs I und III durchläuft. Bei der Aufnahme der Kennlinie stellte sich eine noch nicht eindeutig erfaßte Abhängigkeit des Kurvenverlaufs von der Größe der Induktivität der Ausgangstransformatorwicklung heraus. Ferner gelang es nicht, durch Verringern des positiven Widerstandes im Steuerkreis (bei der Messung betrug er ca. 18 Ohm) ein instabiles Verhalten zu erzeugen. Dies wurde erst erreicht nach kapazitiver Überbrückung der Basis-Emitterstrecke. Es wird angenommen, daß der Kondensator zur Bildung eines Gleichstrom-Mittelwertes für die Steuerspannung aus der pulsierenden Spannung U_{BE} notwendig ist. In dieser Anordnung verhielt sich die Schaltung mit nur einem Flächentransistor wie ein bistabiler Multivibrator mit den beiden stabilen Arbeitspunkten in den Bereichen I und III.

Genauere Untersuchungen über die Bedingungen, die zum Auftreten des negativen Widerstandes führen, sind vorgesehen.

Transistoren OC76

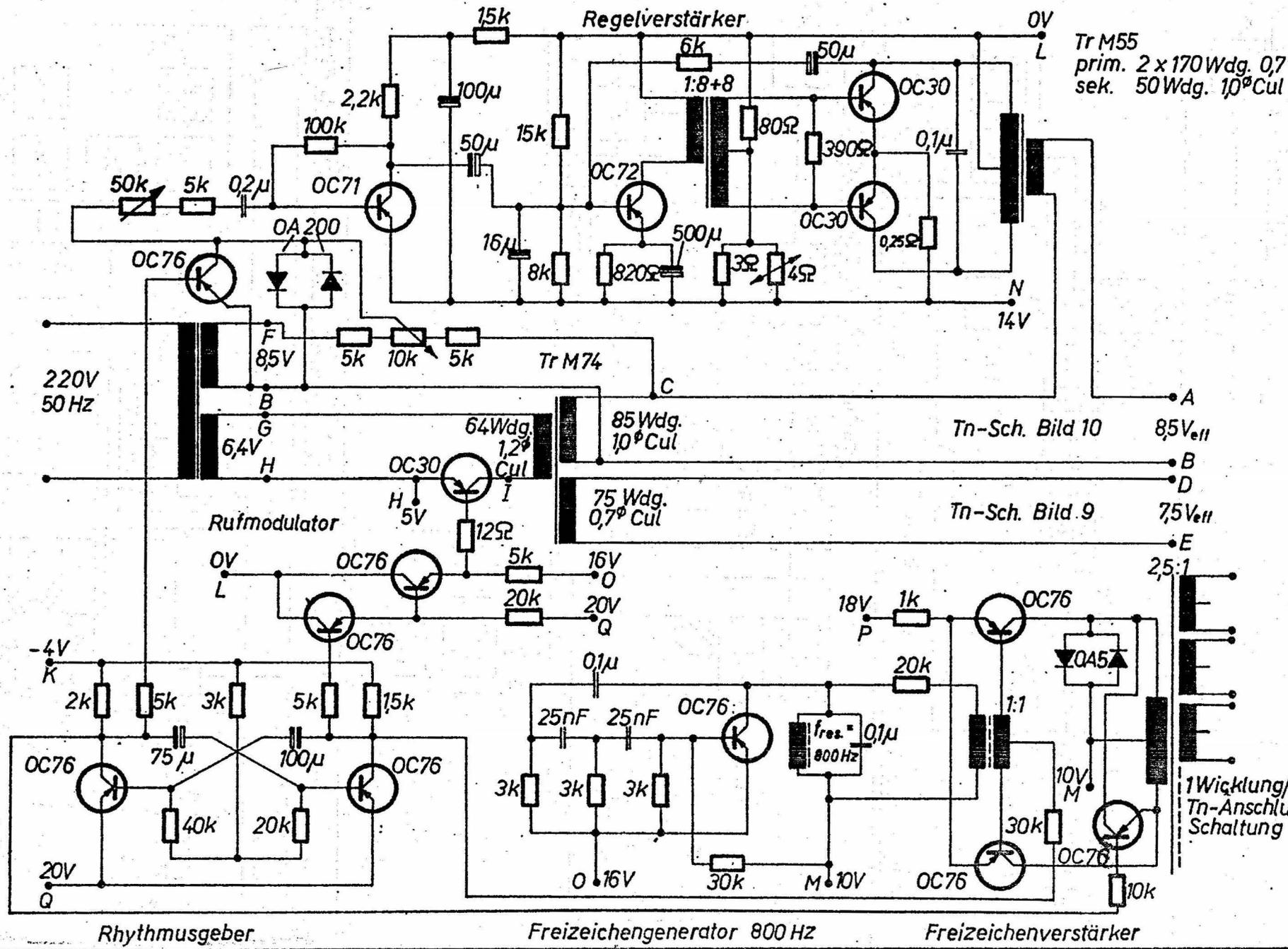


Ersatz	Zchnng.	Tag	Gez.	Gebr.
		22/59	22/59	6.9.59
Name		Wähl- u. Besetzt- Zeichen-Rhythmus		
Zählung		Wähl- u. Besetzt- Zeichen-Rhythmus		

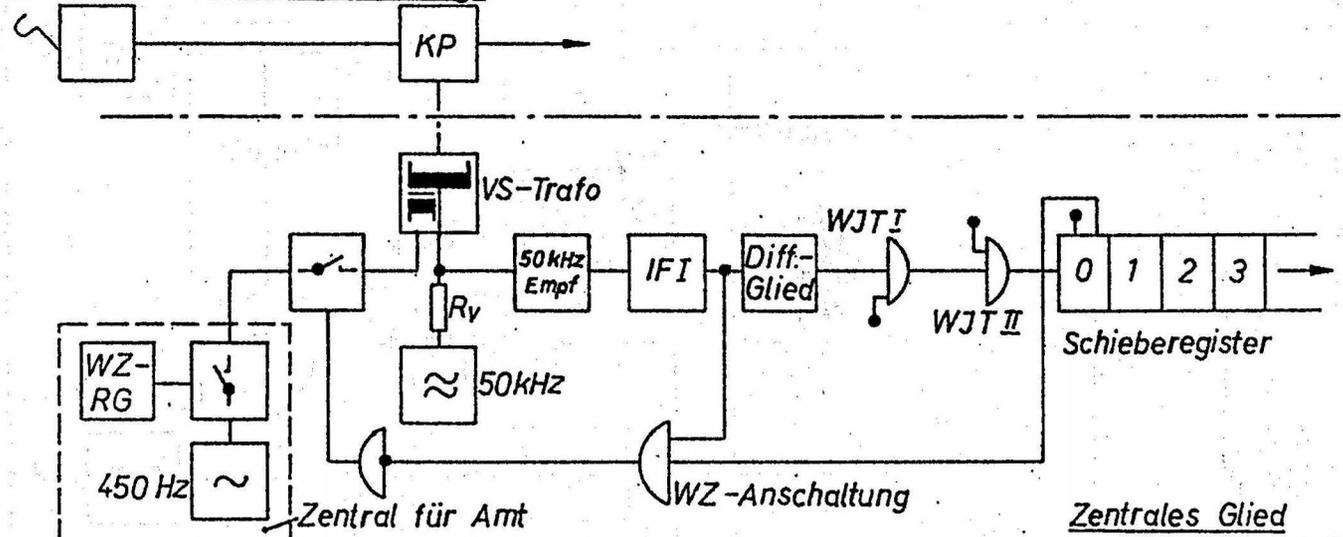
Schwingungsforschung	für	Zentrales Glied	
		Auswertungs- Wähl- u. Tn-Besetzt- Schltg.	
Abt. FM	Bild 1	Maßstab:	

Heinrich-Hertz-Institut

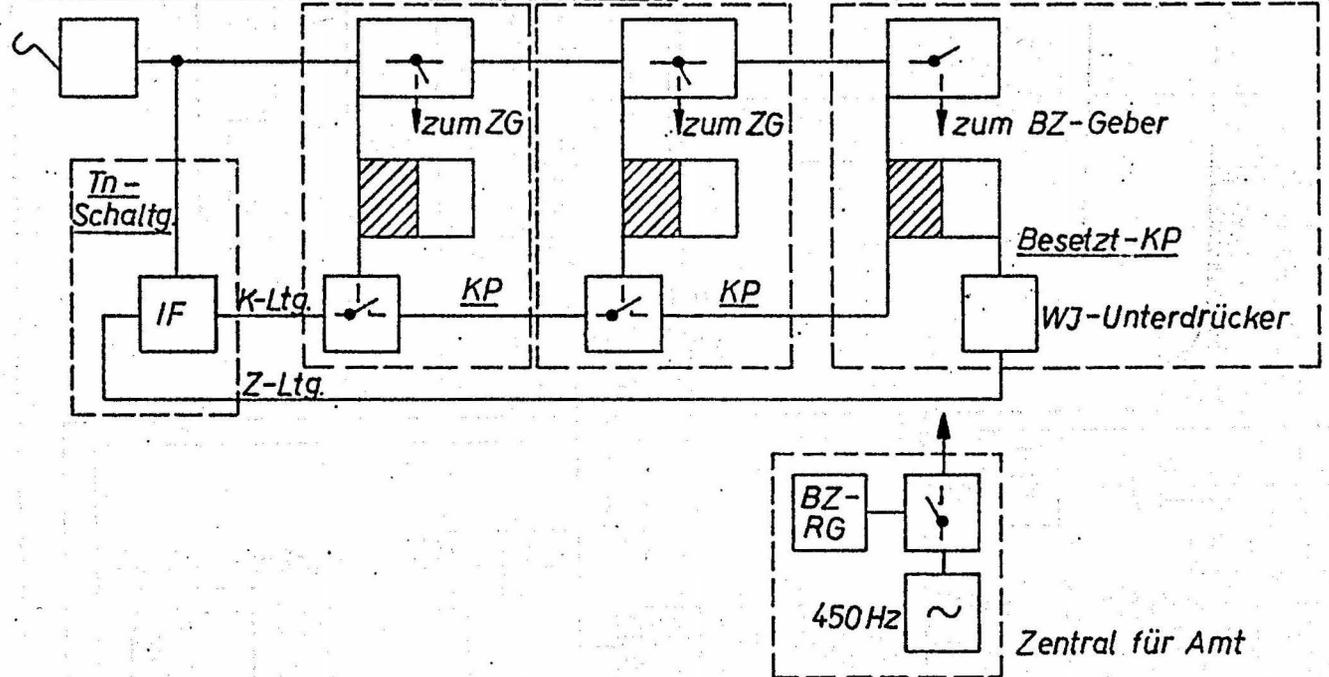
Erstsz.	Zchg.	Beitrag	Tag	Name
		Gedr. 4.12.59	Beitrag	
Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung				
FM	Abt.	800 Hz-Generator, Ruf- und Freizeichenrhythmuszeugung, Rufspannungsregelvorrichtung		
		Bild 3	Maßstab:	



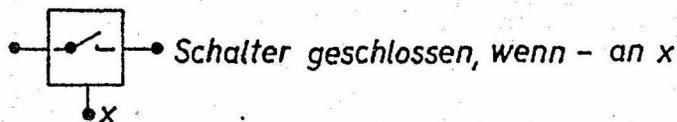
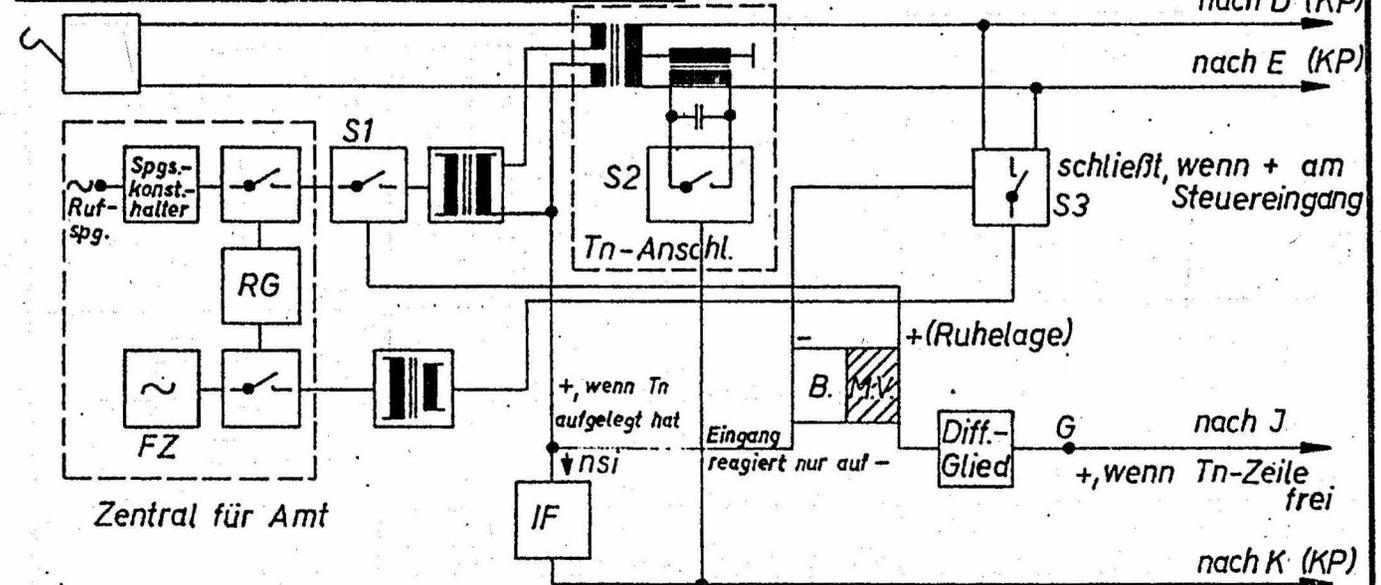
1. Wählzeichen-Anschaltung

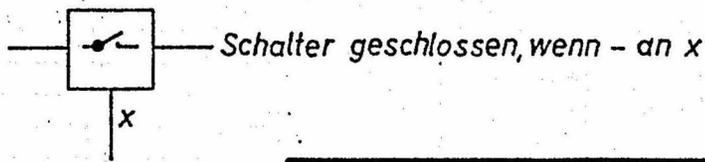
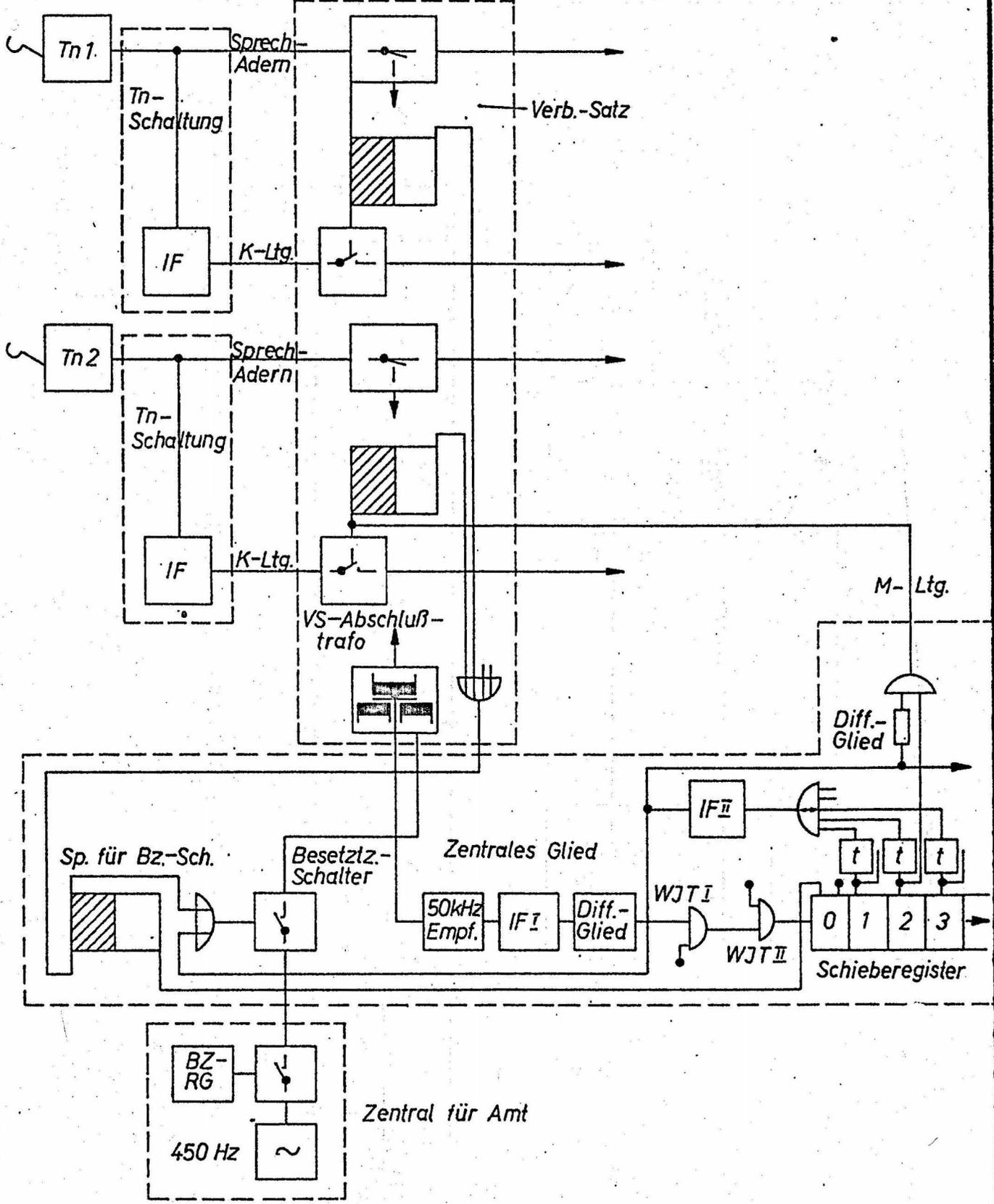


2. Gassenbesetztzeichen - Anschaltung



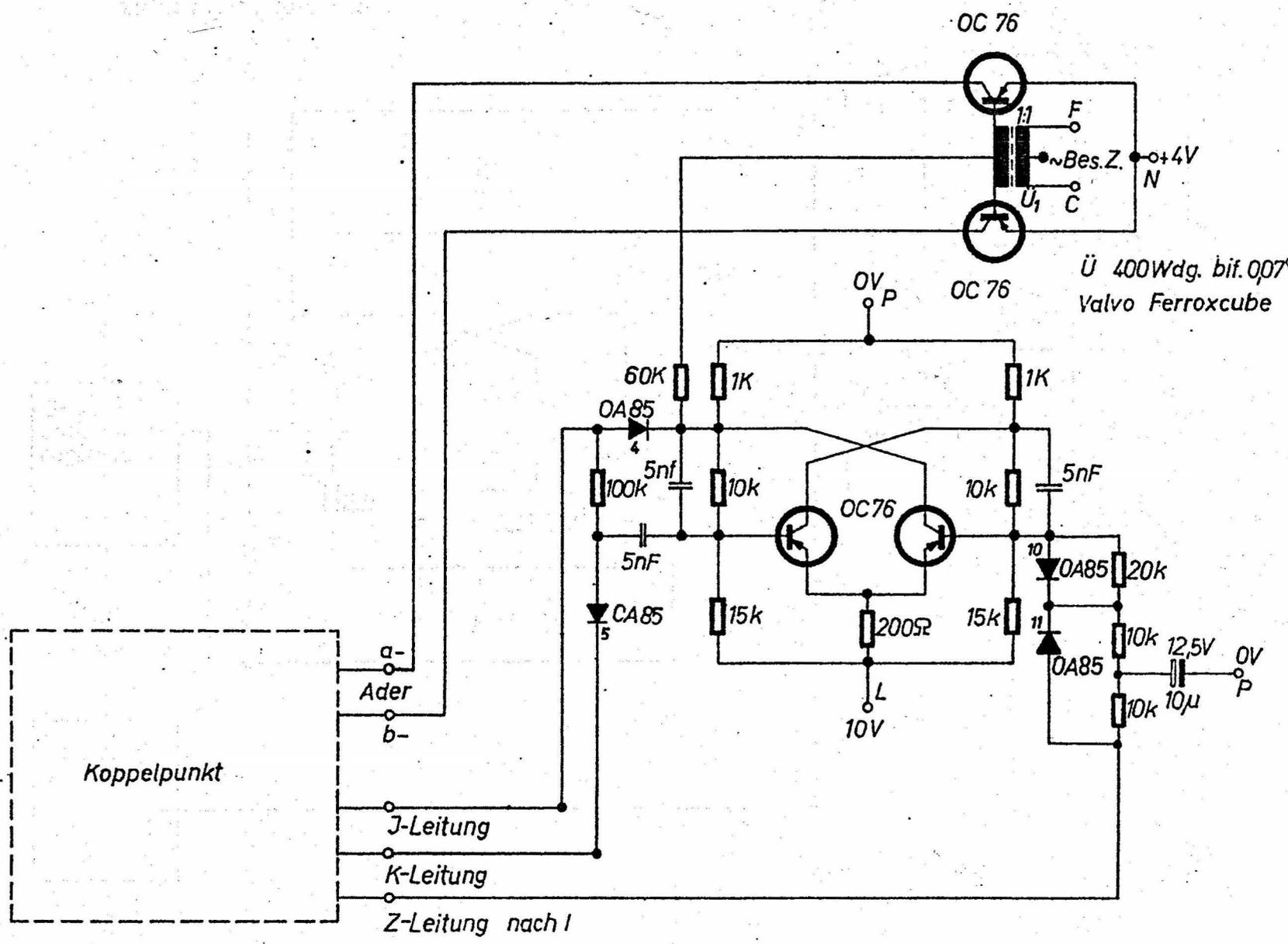
3. Ruf- und Freizeichen-Anschaltung



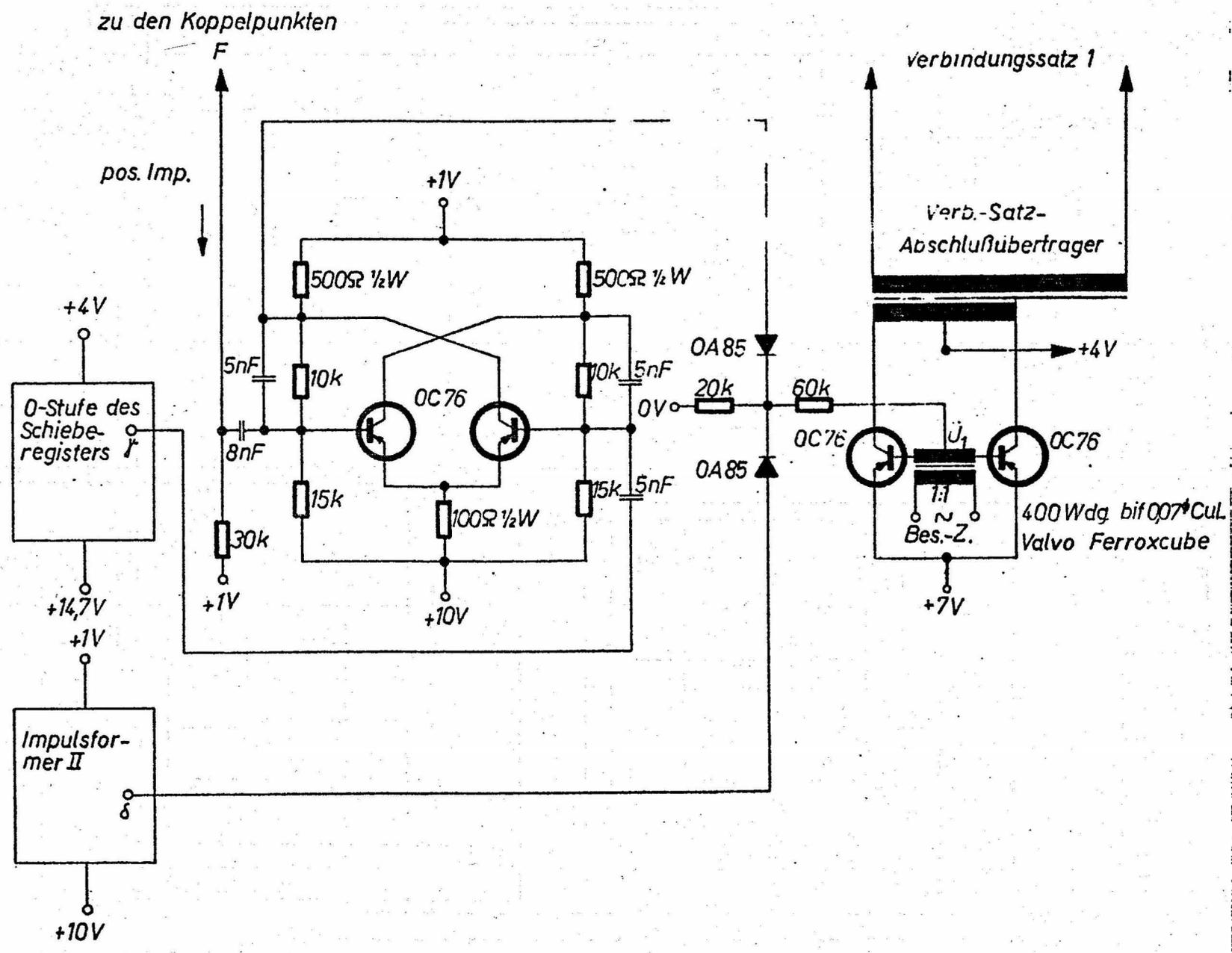


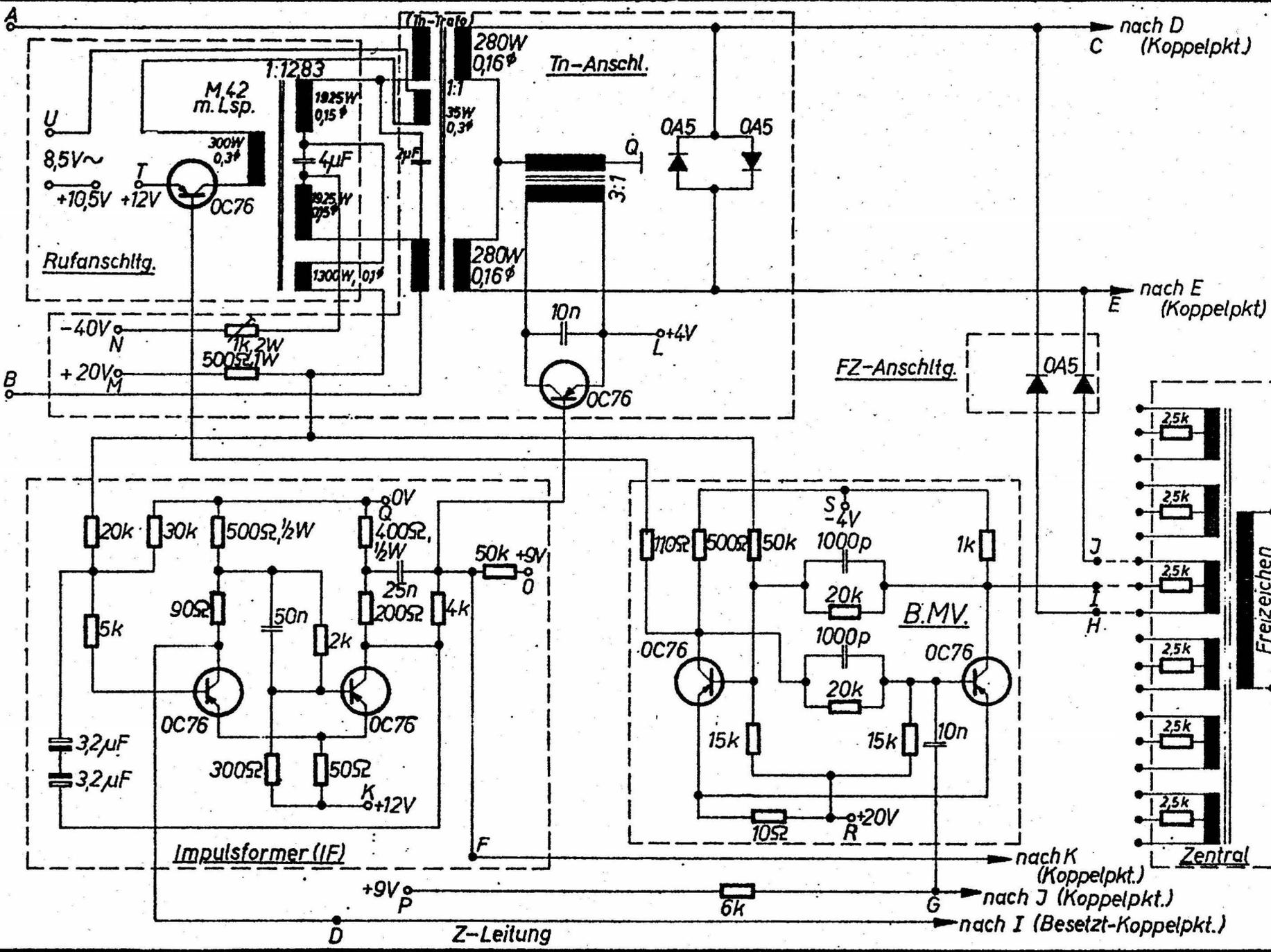
			Teilnehmerbesetzzeichen Anschaltung Prinzip	Maßstab: Bild 5
Bearb.	19.10.55	Boch	Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung	Abt. FM
Gepr.	2.10.55			
Gez.	20.10.59	Jähning		
Zchnng.				
Ersatz				

Ausgabe	Änderung	Tag	Name	Fremdbildanz.	Beauf.	Tag	Name	Fremdbildanz.
					20.11.58	5.12.58		
22258				Y. J. J. J. J.				
Erstellt durch	Waagerechte Besetzzeichen-Anschaltung (Gassenbesetzzeichen)							
Vervielf. / Anzahl Arbeitsschritte Nr.								



Ausgabe	Änderung	Tag	Name	Fremdfederanz	Bezh.	Tag	Name
					Gepr.	Gez.	
					7.12.58	20.12.58	Besfl.
					7212.58		Tafelzug
Erstellt durch	Erstellt durch	Teilnehmerbesetzzeichen-Anschaltung					
		Mosaikfab					
		Bild 8					
Arbeitspunkte Nr.	Verstärker						





Erstsz.	Zchn.	Gez.	Ged.	Bearb.	Tdg.	Name
		291059	30.12.53	2.10.53		Heinrich-Hertz-Institut

Teilnehmerschaltung mit Ruf- und Freizeichenschaltung

Heinrich-Hertz-Institut
für
Schwingungsforschung

Abt. FM	Bild 10	Maßstab:
---------	---------	----------

