Reglement 56.251d, «Radartechnische Grundlagen»

Einleitung

Im Winter 1950/1951 führte die kriegstechnische Abteilung auf dem Creux du Van die Evaluation von zwei für die Luftraumüberwachung in Frage kommenden und erhältlichen Radartypen durch. Verantwortlicher Evaluationsleiter war Max Wildi, Ingenieur bei der kriegstechnischen Abteilung. Walter Dürig wurde als Vertreter der Abteilung für Flugwesen und Fliegerabwehr zu den Erprobungen delegiert. Die Direktion der Militärflugplätze war damals noch nicht am Projekt beteiligt.

In den Versuchsanlagen befanden sich Komponenten, von denen die beteiligten Ingenieure und Techniker keine Ahnung hatten. Da keine grundlegenden Unterlagen zur Radartechnik verfügbar waren, beschaffte Walter Dürig im Buchhandel das Buch «Principles of Radar» von McGraw Hill Book Company (1952). Auf den etwa 1 000 Seiten dieses Werks stand wirklich alles, was am «Massachusetts Institute of Technology» zu dieser Zeit über die Radartechnik bekannt war. Aufgrund dieses Buches entstand das Reglement 56.251d «Radartechnische Grundlagen» (1954). Im Jahr 1957 erfolgte ein Nachdruck des Reglements mit geringfügigen Änderungen.

Das Reglement vermittelte den Technikern und Mechanikern der Direktion der Militärflugplätze und der Truppe, welche den Betrieb und Unterhalt der Radaranlagen gewährleisten mussten, die notwendigen Grundkenntnisse zum Verständnis der Radartechnik.

Hans Jucker[1] schreibt zu diesem Dokument: «Der damalige Instruktor der Flieger-Nachrichtenschulen in Dübendorf, Leutnant Walter Dürig, späterer Kommandant der Flieger- und Fliegerabwehrtruppen, war massgeblich an der Ausarbeitung der erforderlichen Ausbildungsunterlagen beteiligt. Das von ihm geschaffenen militärische Reglement 56.251-d «Radartechnische Grundlagen» ist zweifellos den Absolventen der Radarmechaniker-Rekrutenschulen in bleibender Erinnerung geblieben.

Der Inhalt des Reglements beschreibt die Radartechnologie der 1950er-Jahre, die noch ausschliesslich auf Vakuumröhren und Analogtechnik beruhte, in einfacher und ziemlich vollständiger Art und Weise. Das Zeitdokument wird aus diesem Grund nachfolgend publiziert.

Das Reglement enthält die folgenden zehn Kapitel:

R.20.3.001Einführung in die Radartechnik

R.20.3.003 Messtechnik

R.20.3.005 Repetition der (Vakuum-) Röhrentheorie

R.20.3.006 Modulatoren

R.20.3.0007 Anzeigeteile

R.20.3.010 Synchros und Servotechnik

R.20.3.015 Empfängertechnik

R.20.3.020 Geleitete und ungeleitete Wellen

R.20.3.030 Oszillatoren (Klystron, Magnetron)

R.20.3.035 Sende- und Empfangssysteme

---

[1] Hans Jucker, Vorgeschichte und erste Generation des Frühwarn-Radarsystems, www.wrd.ch, Kapitel Führungssysteme

Nur für dienstlichen Gebrauch

SCHWEIZERISCHE ARMEE

56.251 d

RADAR-TECHNISCHE GRUNDLAGEN

1954

(Nachdruck 1957)

Verteiler:

Dieses Reglement wird abgegeben an:

- als Kommandoexemplar:
  Stab Fl. Na. Rgt. 1, Stab Fl. Radar Abt., Fl. Radar Kp.
- als persönliches Exemplar
  an die Radar-Of. der vorerwähnten Stäbe und Einheiten
- als Dienstexemplar:
  an die Instr. Of. und -Uof. der Fl. Na. Trp.

Genehmigt im Auftrag des Eidg. Militärdepartementes:

Bern, den 9. Februar 1957 Der Ausbildungschef

Anmerkung:

Die Ausgabe 1957 ist ein Nachdruck der Ausgabe 1954. Gegenüber der Ausgabe 1954 sind nur die Seiten Nr. 14 und 15 von Kapitel R. 20.3.001 weggefallen.

R A D A R = RAdio Detection And Ranging

1. Das Prinzip der Radar-Ortung: (siehe Fig. 1)

Ein Sender schickt mittelst der Antenne eine Radiowelle in den freien Raum. Die Energie dieser Sendung wird durch den Reflektor der Antenne gebündelt. Befindet sich nun z.B. ein Flugzeug in dieser Energiezone, so reflektiert die Flugzeugoberfläche einen ganz kleinen Teil der Gesamtsendeenergie zurück in Richtung Antenne.

Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Radiowelle ist bekannt. Sie beträgt etwa 300'000 km/S. Wenn es gelingt, die Laufzeit der Welle zum Flugzeug und zurück zu messen, so kann darauf die Entfernung wie folgt ermittelt werden:

Weg = Geschwindigkeit x Zeit

$D = c \cdot t$; $D = 2 \cdot R$

$$R = \frac{c \cdot t}{2} \text{ km}$$

D : zurückgelegter Weg der Radiowelle in km

R : Entfernung des Flugzeuges

c : Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle in km/S

t : Laufzeit des Echos in S

oder

$$R_{km} = 0{,}15 \cdot t_{\mu s} \qquad t_{\mu s} = \frac{R_{km}}{0{,}15}$$

Beispiele:

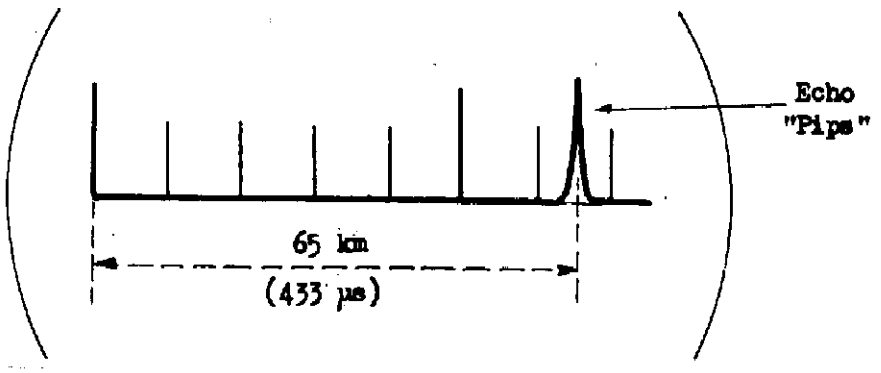
R	0,15	1	25	75	150	250	km
t	1	6,66	166	500	1000	1666	µs

Wir sehen, dass die Mikrosekunde (µs) die gebräuchliche Zeiteinheit der Radartechnik ist.

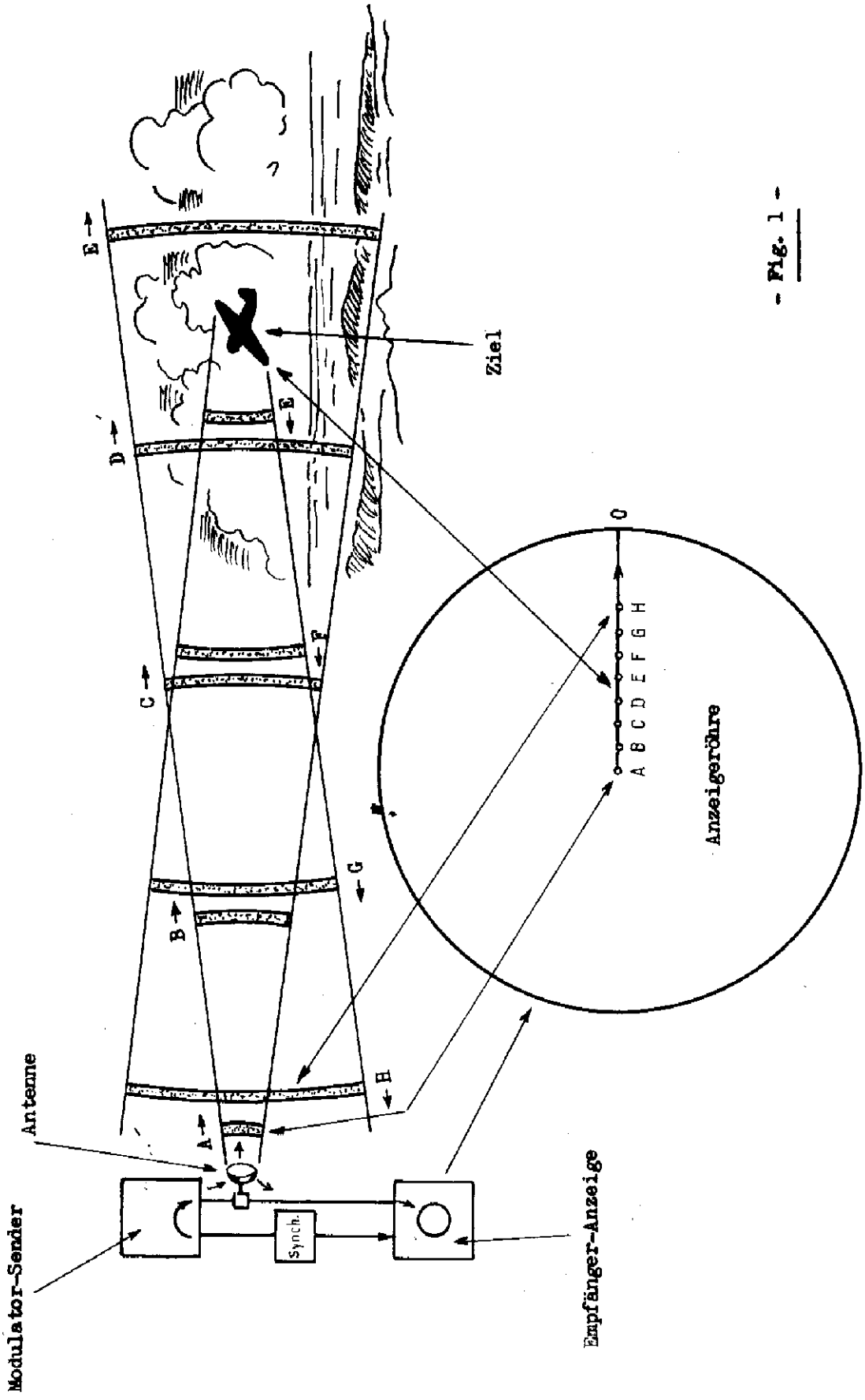
1.1 Die Bestimmung der Distanz eines Objektes vom Radarstandort ist eine reine Zeitmessung. Mittel dieser Messung ist eine Zeitbasis, eine Strecke auf einem Kathodenstrahlrohr, die der Leuchtpunkt in einer bekannten Zeit durchläuft und auf welcher das Echo des Objektes als Punkt oder als Pips aufgetragen wird (siehe Fig. 1).

Die Zeitbasis kann direkt in Distanz geeicht werden.

Beispiel: Bereich 75 km; Distanzmarken 10 + 50 km.



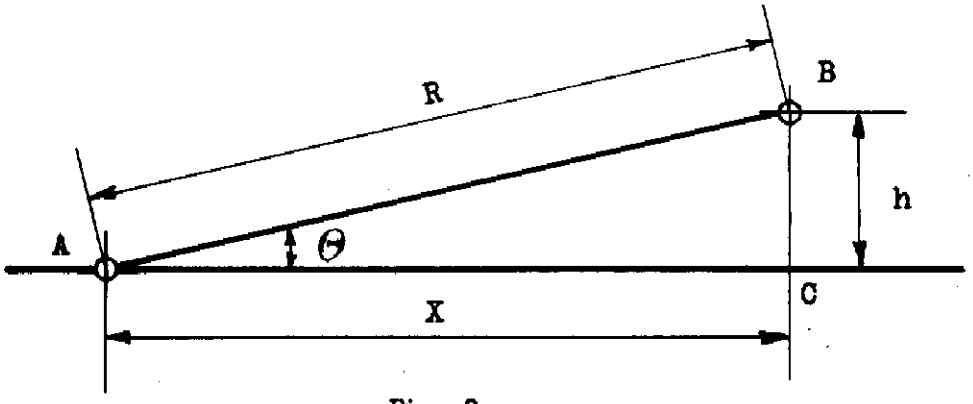
Das Prinzip der Radarortung:



- Fig. 1 -

Die Distanzmarken werden elektronisch auf die Zeitbasis aufgebracht. Sie können auch als Punkte, Helligkeitsmarken auf die Zeitbasis gezeichnet werden (siehe Fig. 1, Punkt A ... H).

Bei der Bestimmung der Distanz wird der wahre Abstand R vom Radarstandort gemessen.



- Fig. 2 -

A : Radarstandort
B : Ziel
C : lot des Zieles auf die Erde
h : Flughöhe über Grund

Beispiel: h = 4000 m
X = 10 km

$$R = \sqrt{h^2 + X^2} = \sqrt{16 + 100} = \sqrt{116} = 10{,}8 \text{ km}$$

Der Messfehler beträgt also in diesem Falle ohne Korrektur ca. 8 %.

Das Beispiel zeigt, dass für Frühwarngeräte eine Korrektur nicht notwendig ist, da die Messdistanzen immer zwischen 10 und 250 km liegen, die Messfehler also sehr klein bleiben.

z.B. bei h = 10'000 m ; X = 100 km
R = 100,5 km ; Fehler ca. 0,5 %

(Bei dieser Betrachtung wurde die Erdkrümmung nicht berücksichtigt).

1.2 Die Bestimmung des Azimutes eines Zieles vom Radarstandort aus geschieht in der Regel durch elektrische Uebertragung von Winkelwerten von der Antenne auf den Anzeigeteil.

Mittel dieser Uebertragung sind Drehstromgeneratoren und -Motoren, genannt "Synchros" oder "Selsyn".

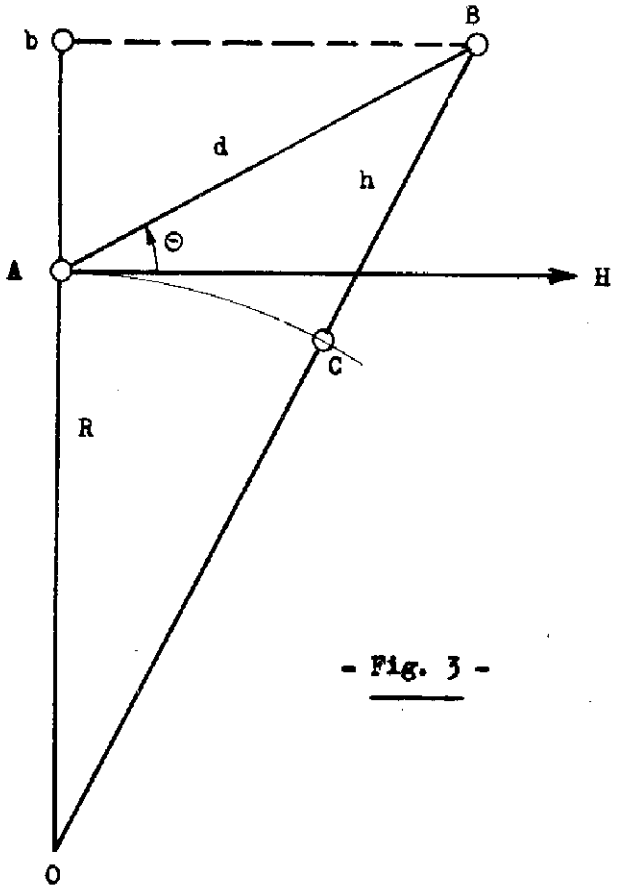
Die Darstellung des Azimutwertes auf der Anzeigevorrichtung geschieht etwa in Form eines Polarkoordinaten-Bildes, das dann die Position eines Zieles in der Horizontalebene wie auf einem Landkartenbild wiedergibt (siehe Fig. 1). Wichtig ist der Synchronismus zwischen Antennenstellung und Anzeigegerät! Die Präzision der Azimutangabe ist vom Selsyn-System abhängig und ist bei Frühwarngeräten in der Regel besser als ± 1° (± 2,8 ‰).

1.3 Die Bestimmung der Flughöhe über Grund ist das dritte Element, das zur Ortung eines Zieles im Luftraum bekannt sein muss. Diese Höhenmessung geschieht mit Hilfe einer Antenne, die das Bild einer Vertikalebene im Raum

in einem bestimmten Azimut liefert. Das Element. das bei dieser Messung erhalten wird, ist der Winkel Θ (Fig. 2), der gestattet, die Höhe h zu berechnen, wenn die Distanz X bekannt ist.

$$h = X \cdot tg\Theta$$

Diese Höhe muss noch um die Erdkrümmungskorrektur vermehrt werden.

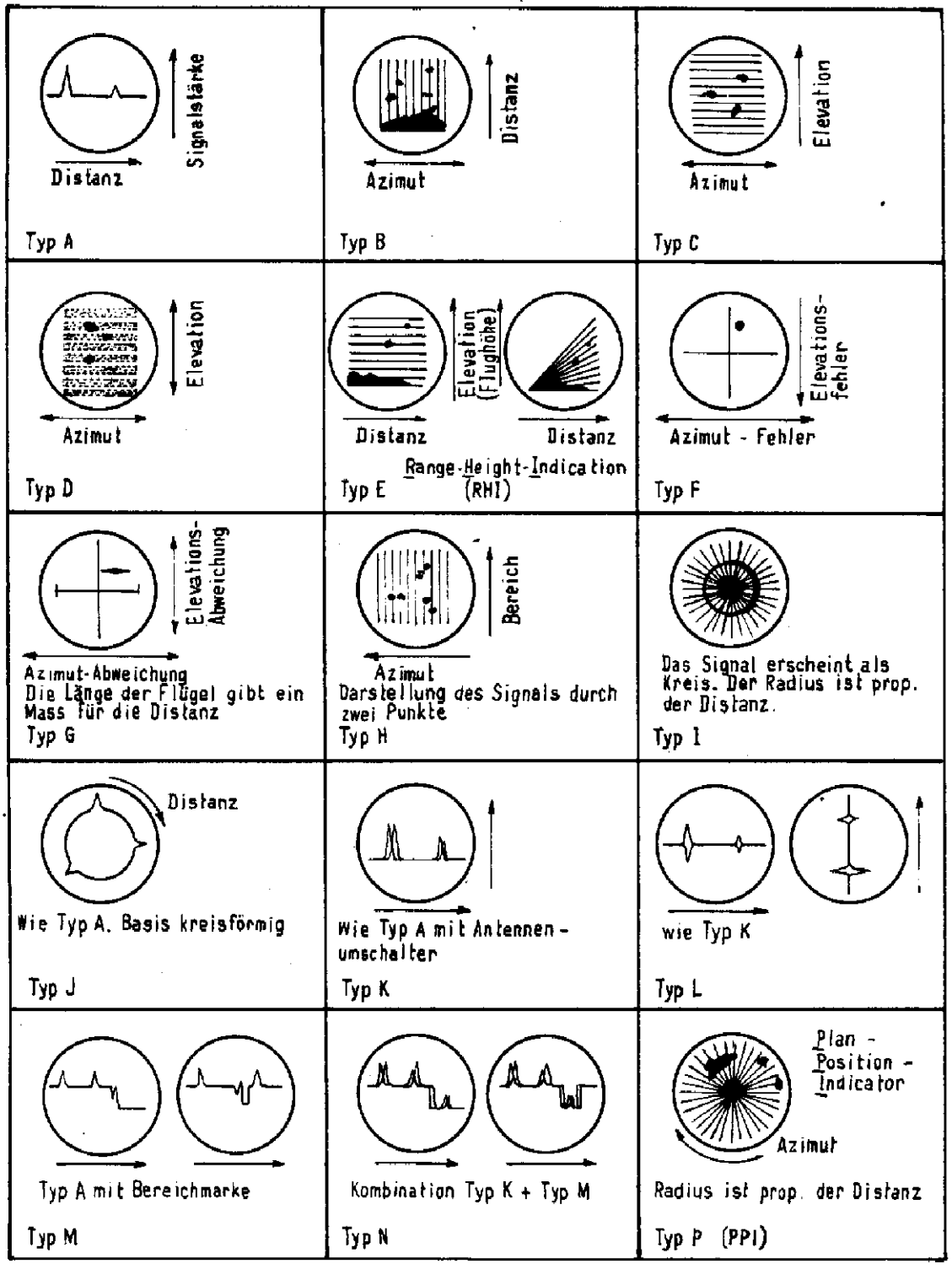


- Fig. 3 -

Die effektive Flughöhe h kann aus den Elementen wahre Distanz d und Elevationswinkel Θ nach einer komplizierten Rechnung erhalten werden. (R : Erdradius).

Beim Höhenmesser des Gerätes ER-220 kann diese Höhe h direkt vom Anzeigegerät abgelesen werden. Die Umrechnung geschieht elektronisch aus Distanz- und -Winkelwerten auf ± 30 m genau.

2. Die Anzeige-Typen



Für Frühwarngeräte sind die Typen A; E (RHI) und P (PPI) gebräuchlich.

3. Die Modulationssysteme:

Ueblich sind frequenzmodulierte Radargeräte und für die Frühwarnung werden ausschliesslich impulsmodulierte Sender verwendet.

4. Die Impulsmodulation:

Der Radarsender wird durch einen kurzen Impuls getastet, gepulst. Die Länge des Impulses wird bestimmt durch die gewünschte Präzision (siehe Abschn. 5.2) und den max. Bereich.

Bei Frühwarngeräten liegen die Sendeimpulse zwischen 1 ÷ 10 µS Länge. Diese kurze Sendedauer bestimmte unter anderem die Wahl der Frequenzbänder mit. Man arbeitet heute mit Radargeräten auf folgenden Frequenzbändern:

Band	P	L	S	X	K	
f	300	1000	3000	10'000	30'000	MHz
λ	100	30	10	3	1	cm

Bei uns werden heute für Frühwarngeräte die Bänder L und S verwendet.

Die heute angewendeten Magnetronsender arbeiten mit Impulsleistungen bis 1000 kW (1 Mio.Watt!) (normalerweise etwa 500 kW während 1 µs).

Zugleich mit dem Sendeimpuls werden alle Zeitbasen der Anzeigegeräte ausgelöst. Der hierzu verwendete Steuerimpuls wird "Triggerimpuls", Auslöseimpuls, genannt.

Die Impulsfolge (PRF :Puls-Repetitions-Frequenz) wird durch die erforderliche maximale Reichweite bestimmt. Ist z.B. der maximale Bereich 250 km, so darf der zweite Sendeimpuls nicht ausgelöst werden, bevor das Echo eines Zieles in 250 km Entfernung auf die Antenne trifft; also nicht vor 1666 µs nach dem ersten Sendeimpuls. Die PRF darf also maximal 600 Imp./S betragen.

Praktisch wird die PRF für diesen Bereich auf 500 Imp./S festgelegt.

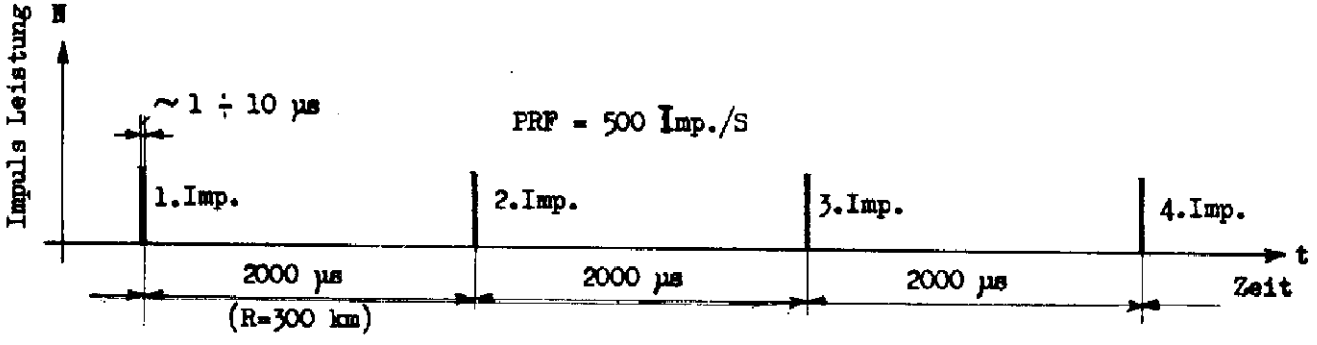
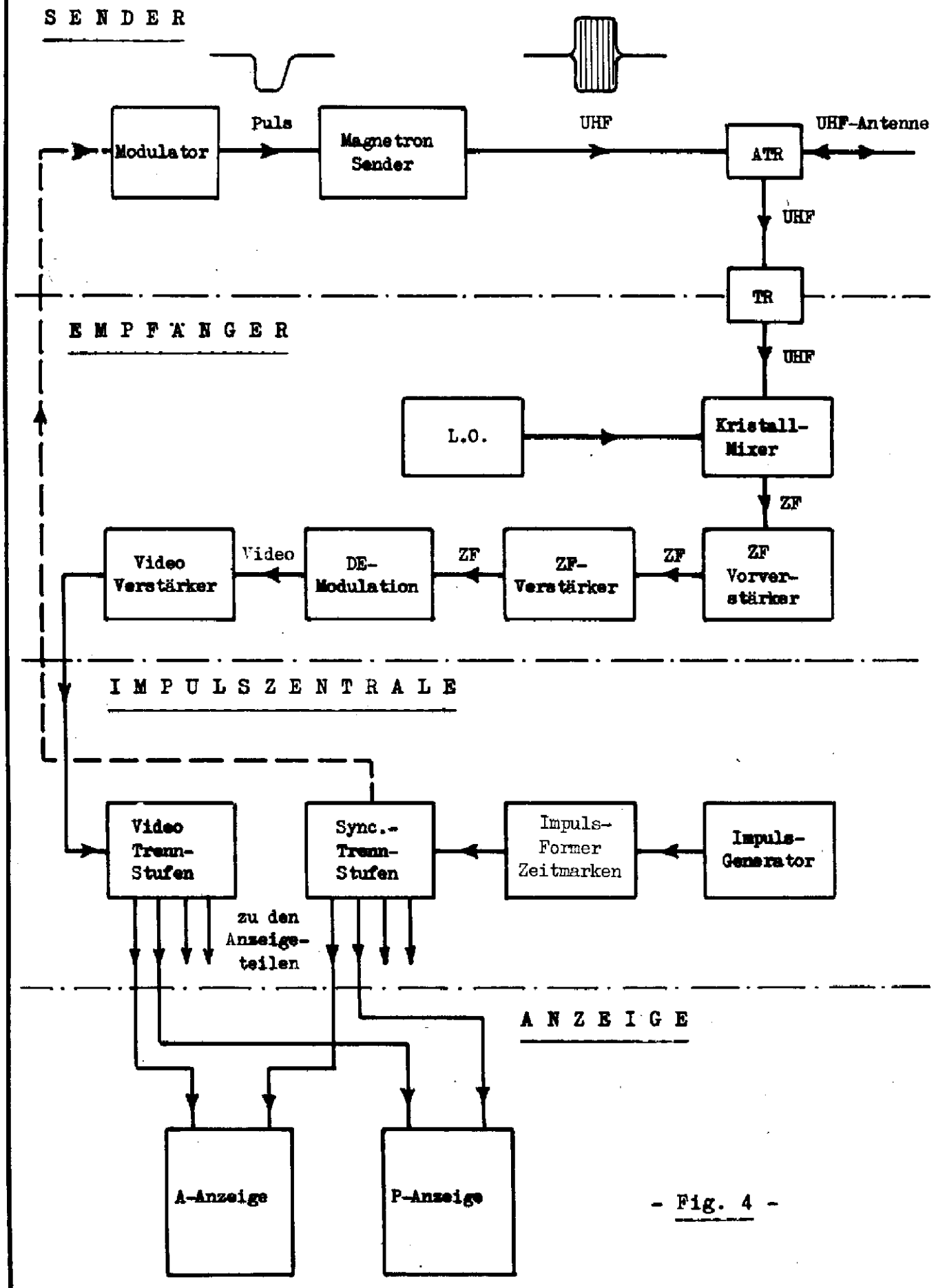


Fig. 4 zeigt das Blockschema eines impulsmodulierten Radargerätes. Da der einstufige Sender und der Ueberlagerungsempfänger nur eine gemeinsame Antenne besitzen und natürlich auf die gleiche Frequenz abgestimmt sind, würde der Sendeimpuls, der etwa 10^{17} mal (100 000'000 000'000 000 mal!) mehr Leistung aufweist als ein mittlerer Echoimpuls den Empfängereingang zerstören. Die TR-Zelle (Transmitting-Receiving-Box) ist ein Schalter, der den Empfängereingang während der Dauer des Sendeimpulses unempfindlich macht.

Der Empfänger ist ein hochempfindlicher Ueberlagerungsempfänger, der an seinem Ausgang das Video-Signal liefert, den "Empfangs-Impulszug". Das Video-Signal hat Gleichstromcharakter und besteht aus Impulsen von etwa 0,5 ÷ 100 µs. Länge.

Blockschema eines Radargerätes

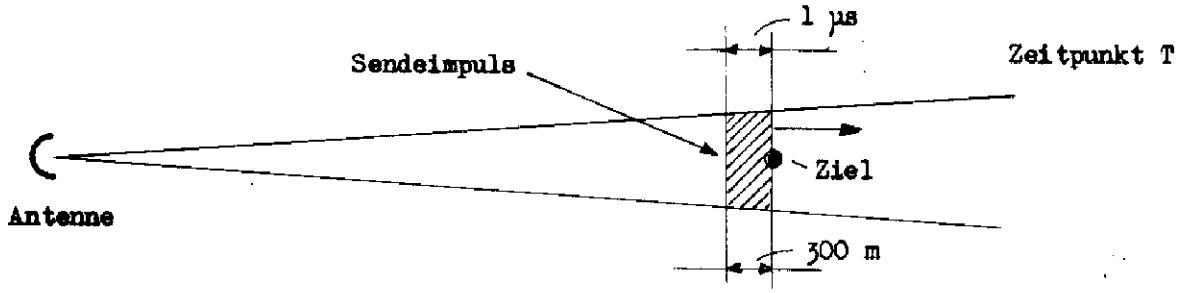


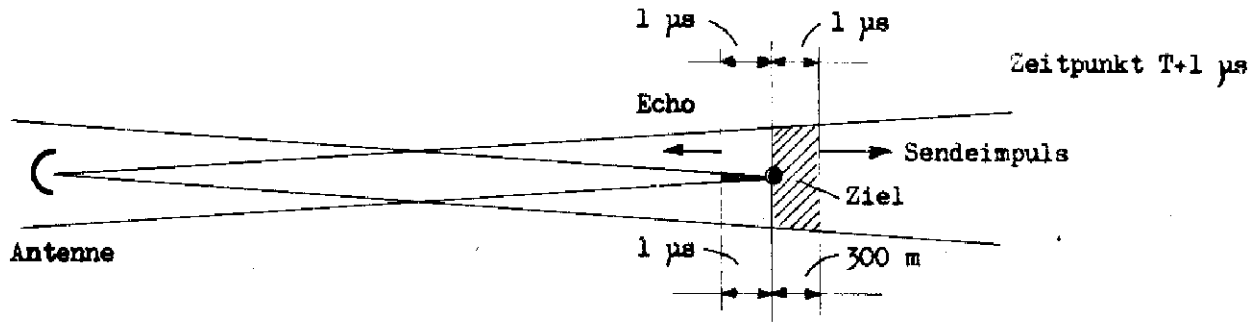
- Fig. 4 -

5. Die Präzision von Radargeräten:

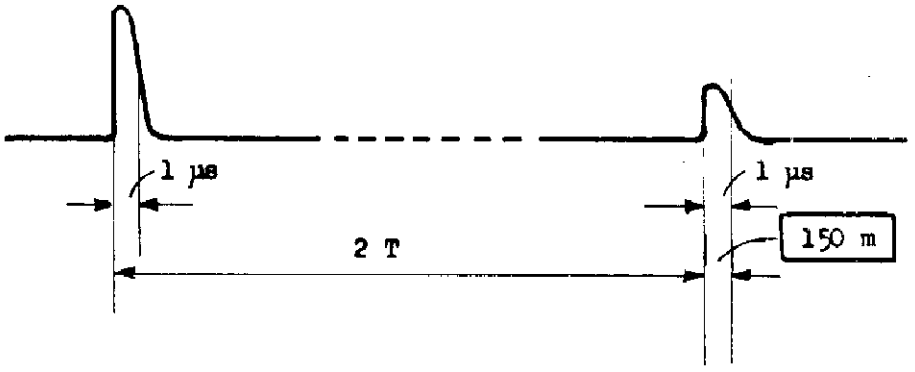
5.1 Der Einfluss der Impulslänge:

Messung der Distanz





Video-Signal

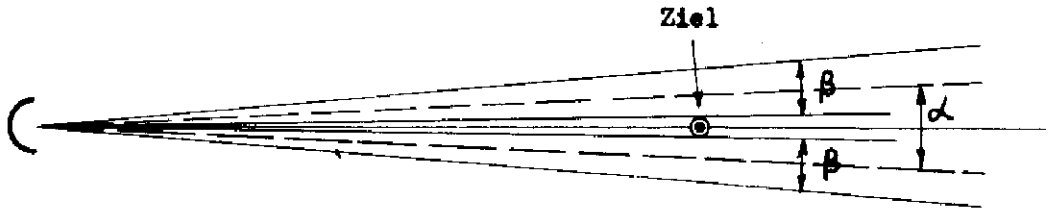


Ein punktförmiges Ziel ergibt also auf dem Anzeigegerät ein Echo von 150 m Länge. Wir ersehen daraus, dass für Präzisions-Radars ein kurzer Impuls verwendet werden muss.

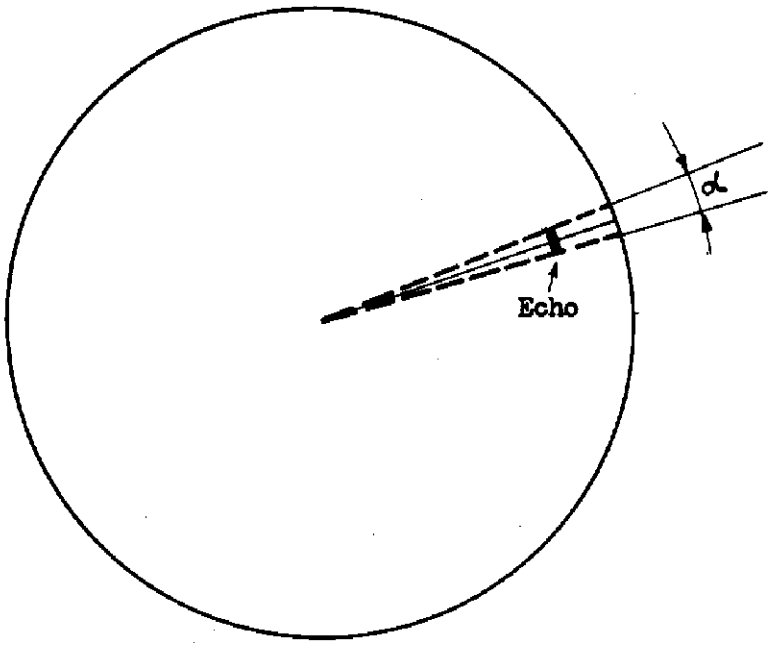
Bei Frühwarngeräten genügt ein 1 µs vollauf, liegt doch die Ablesegenauigkeit auf den Anzeigerohren bei ± 500 m.

Für die Höhenmesser gilt dieselbe Ueberlegung in die Vertikalebene übertragen.

Die Azimutbestimmung:



Darstellung auf P-Indikator:

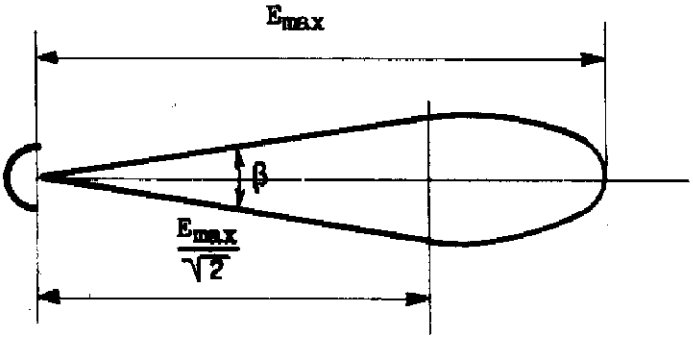


Ein punktförmiges Ziel erhält auf dem P-Indikator eine Breite, die durch den Winkel α bestimmt wird. In diesem Falle wird α gleich der Strahlbreite β

Für punktförmiges Ziel

$$\alpha = \beta$$

Halbwertsbreite:



β wird als Winkel mit halber Leistung der Strahlungsachse definiert (3dB-Wert) und als Halbwertsbreite bezeichnet.

Bei Frühwarngeräten beträgt die Halbwertsbreite für Azimutbestimmung bzw. Elevationsmessung weniger als 1°.

Als Faustformel für die Beurteilung gilt:

$$\beta = \frac{51 \cdot \lambda}{D} \quad \text{Grad}$$

λ : Wellenlänge in cm

D : Antennendimension in cm

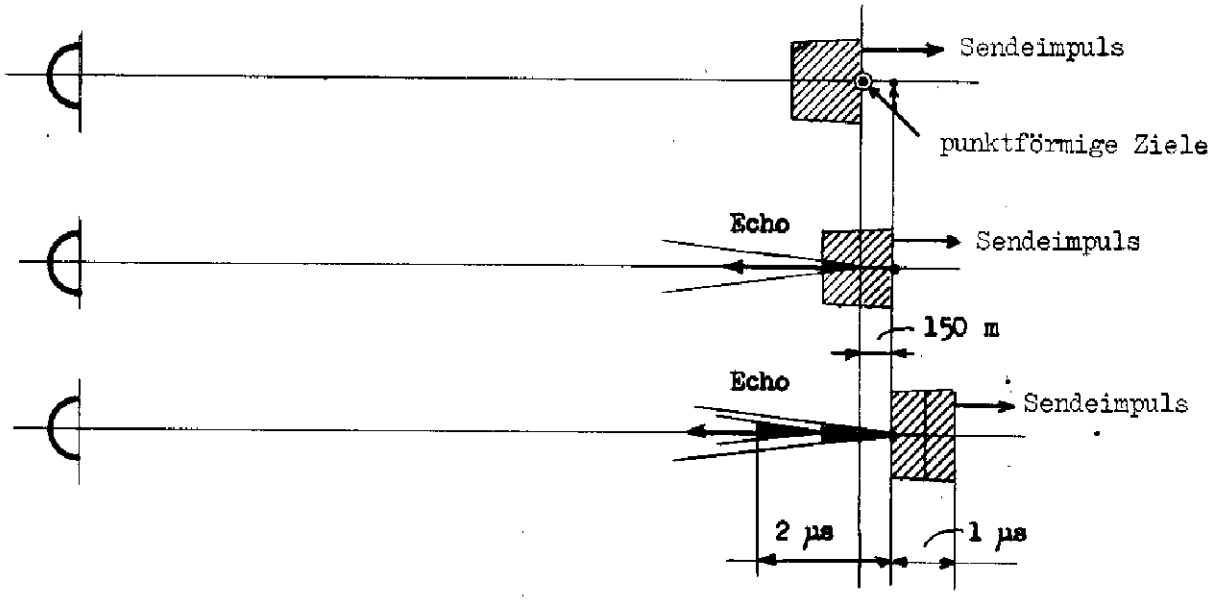
Beispiel: $\lambda = 10$ cm; $D_{Az.} = 850$ cm; $D_{El} = 260$ cm

$\alpha_{Az} = 0{,}6^{\circ}$ $\alpha_{El} = 2^{\circ}$

Wir ersehen daraus sofort, dass Azimutantennen mit der Breitseite wagrecht, Höhenmesserantennen mit der Breitseite senkrecht angeordnet werden, um möglichst präzise Messergebnisse zu erhalten.

5.2 Das Auflösungsvermögen:

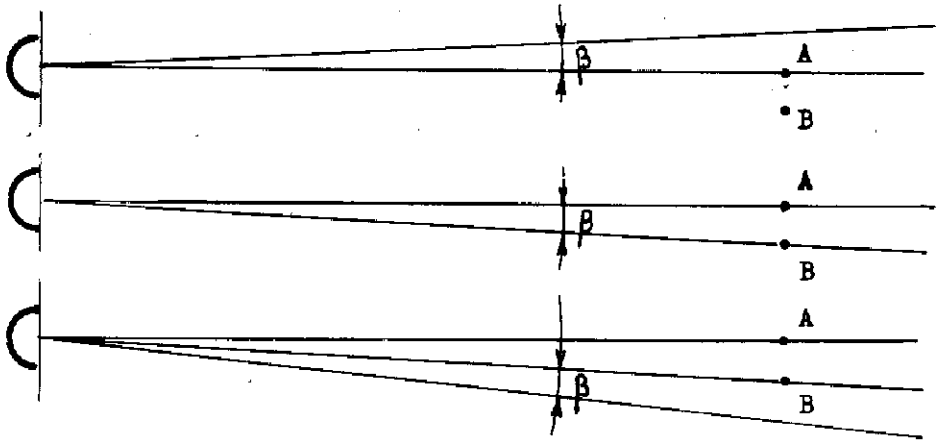
Zwei punktförmige Ziele auf gleichem Azimut mit verschiedener Distanz:



Die Grenze des Auflösungsvermögens in der Distanz liegt beim halben Abstand der Impulslänge.

Beispiel: Für 1 µs Impulslänge liegt die Grenze des Auflösungsvermögens bei 150 m. Zwei Ziele, die näher beeinander liegen, erscheinen auf dem Anzeigegerät als ein Echo.

Zweipunktförmige Ziele in gleicher Distanz mit verschiedenem Azimut:



Die beiden Ziele A und B werden auf dem Anzeigegerät als ein Echo mit der Breite 2(AB) dargestellt.

Die Grenze des Auflösungsvermögens im Azimut liegt beim Abstand um den Winkel der Halbwertsbreite β der Radarantenne.

6. Die Reichweite:

6.1 Die Radarformel:

$$R_{max} = \frac{10^5}{2\cdot\sqrt{\pi}} \sqrt[4]{\frac{K \cdot A^2}{\lambda^2} \cdot \frac{P_t}{S_{min}} \cdot \delta} \quad \text{km}$$

R_{max}	:	Maximale Reichweite in km
K	:	Formfaktor der Antenne (für Hornspeisung und Parabolreflektor $K \simeq 5$)
A	:	Antennenfläche in cm^2
λ	:	Wellenlänge in cm
P_t	:	Spitzenleistung des Senders in Watt
S_{min}	:	Minimale noch auswertbare Empfangsleistung in Watt (Signal zu Geräusch-Faktor = 1)
δ	:	Reflektionsfaktor des Flugzeuges in cm^2

Diese "Radarformel" sagt uns, dass zur Verdoppelung der Reichweite

- 16-fache Senderleistung oder
- 16 mal höhere Empfängerempfindlichkeit für Signal-zu-Geräusch-Faktor 1 oder
- 4-fache Antennenfläche oder
- 4 mal kürzere Wellenlänge

notwendig wären.

6.2 Senderleistung:

Mit ca. 1000 kW Spitzenleistung ist man z.Zt. an der oberen Grenze des Möglichen angelangt. Unsere Geräte: 400 + 600 kW Spitzenleistung.

6.3 Empfängerempfindlichkeit:

Der Empfängerempfindlichkeit ist durch das "Empfängerrauschen" (noise) eine Grenze gesetzt. Dieses Rauschen erzeugt auf dem A-Anzeigegerät das "Gras" und wird durch die Bauelemente des Empfängereinganges erzeugt (Antenne, Hohlleiter, Silicon-Kristall, usw.). Es ist eine Störspannung, die durch die Bewegung kleinster elektrischer Teilchen erzeugt wird.

Die Möglichkeit, UHF-Vorstufen zu bauen, wird hier eine Verbesserung der Empfangsverhältnisse und grössere Reichweite mit sich bringen (16-fache Leistungsverstärkung des Echoimpulses = doppelte Reichweite!).

6.4 Antennen:

Unsere Geräte besitzen Antennen von ca. 9 x 3 m. Vergrösserung dieser Antennen ist praktisch nicht möglich. Als Kunstgriff kann in ebenem Gelände eine Antenne mit Bodenreflexion angewendet werden, was ca. doppelte Reichweite ergibt, jedoch

eine Interferenz-Strahlungscharakteristik mit mehreren Strahlungsmaxima- und -Minima zur Folge hat.

6.5 Wellenlänge:

Mit 10 cm -Geräten ist man für Frühwarnung in einem noch brauchbaren Band. Bei kürzeren Wellen wird die Absorption durch Nebel und Regen für grosse Bereiche unzulässig hoch. Zudem ist die obere Grenze der Senderleistung für $\lambda = 3$ cm etwa 100 kW und für $\lambda = 1$ cm etwa 25 kW. (heute!)

6.6 Die Repetitionsfrequenz (PRF):

Die Erhöhung der PRF ergibt eine scheinbare Erhöhung von S_{min}. Wird die PRF verdoppelt, so wird S_{min} um $\sqrt{2}$ kleiner und damit die Reichweite um ca. 9% grösser. Man wählt also die PRF so hoch, als es der max. Bereich zulässt (siehe Abschn. 4).

6.7 Einfluss der Antennendrehung:

Für die Frühwarnung drehen die Antennen mit konstanter Drehzahl (2, 4, 6 U/Min.), um so eine dauernde Ueberwachung eines möglichst grossen Raumes zu erhalten. Dabei wird S_{min} grösser als wenn die Antenne in einem gegebenen Azimut stehen würde (Reichweite also kleiner!). Experimente ergaben, dass

$$S_{min} \text{ prop. } k \; ; \quad k = \sqrt{\frac{8}{t}}$$

Dabei ist t die Zeit, während welcher das Ziel angestrahlt wird.

Beispiel für ein punktförmiges Ziel:

U/min = 2, 4, 6; $\beta = 0{,}75^\circ$

Antennendrehzahl	2	4	6	U/min
Drehgeschwindigkeit	12	24	36	°/S
Anstrahlzeit t	0,062	0,031	0,021	S
k^2	128	256	348	
Faktor des Reichweite-verlustes $\sqrt[4]{k^2}$	1,83	2	2,1	

Die letzte Zahl gibt ein Bild der Reichweite-Verminderung bei Drehung der Antenne, verglichen mit stillstehender Antenne. Wir arbeiten also mit Vorteil mit einer Antennendrehzahl von 2 U/Min., die kleinste mögliche Drehzahl.

6.8 Die Impulslänge:

Verlängerung des Sendeimpulses gibt Erhöhung der Reichweite. Wird die Länge des Sendeimpulses verdoppelt, so steigt die max. Reichweite um ca. 19 %.

Die Vergrösserung der Impulslänge ist begrenzt durch :

- Minimalen Bereich, gewünschte Präzision und Auflösungsvermögen
- Verstärkung von Bodenechos und Echos von Wolken gegenüber schwachen Echos von Zielen
- Mittlere Senderleistung

6.9 Formel für S_{min}

Die Punkte 6.6 .... 6.8 sind in folgender Beziehung zusammengefasst:

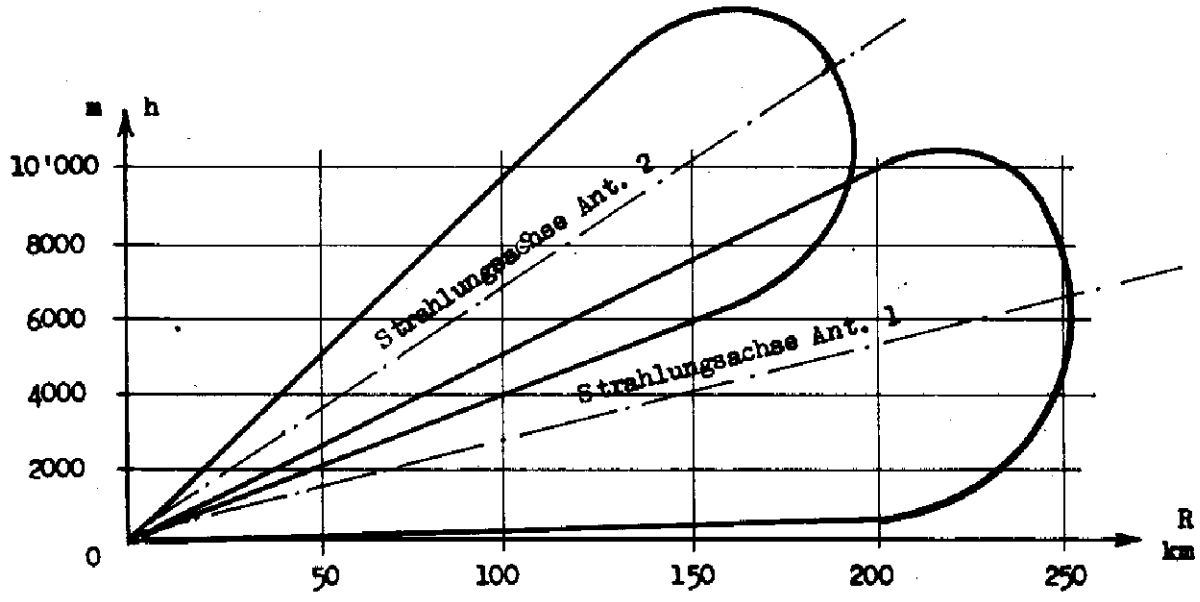
$$S_{min} = \frac{90}{\sqrt{PRF}} \sqrt{\frac{\text{Drehwinkel in 8s}}{\text{Halbwertsbreite}} \cdot P_R}$$

P_R : Grenz-Rauschleistung des Empfangssystems.

7 Das Strahlungsdiagramm:

Die taktischen Bedingungen schreiben Reichweite und maximale Erfassungshöhe eines bestimmten Flugzeugtypes vor. Um diese Bedingungen zu erfüllen, müssen oft mehrere Antennen auf einer Station installiert werden.

Beispiel eines Strahlungsdiagrammes:



In dieser Darstellung ist die Erdkrümmung nicht berücksichtigt. Man verwendet oft Erdkrümmungsdiagramme, die erlauben, die Strahlungsbilder geradlinig aufzutragen. Dabei wird die Erdkrümmung meist mit 4/3 -Erdradius aufgetragen, weil so die wahren Ausbreitungsverhältnisse bei normalen atmosphärischen Bedingungen, bei Standard-Atmosphäre erhalten werden.

Das Strahlungsdiagramm wird auch durch die Luftkondition beeinflusst. Bei $\lambda = 10$ cm kann bei sehr starkem Regen (40 mm/h) die Reichweite auf die Hälfte reduziert werden.

Faustformel : $L \simeq \frac{Q}{40 \cdot \lambda^2}$ dB/km

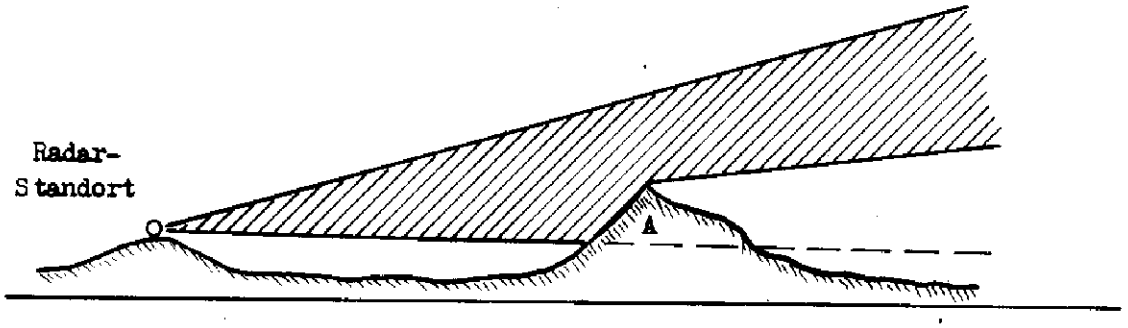
Q : Regenmenge in mm/h ; λ : Wellenlänge in cm ; L : Dämpfung in dB/km

Beispiel: Für halbe Reichweite ist eine Dämpfung β von 3 dB notwendig. Für einen Bereich von 250 km wird bei $\lambda = 10$ cm die notwendige Regenmenge

$$Q \simeq 40 \cdot L \cdot \lambda^2$$
$$\simeq 40 \cdot \lambda^2 \cdot \frac{\beta}{R} = 40 \cdot 100 \cdot \frac{3}{250}$$
$$\underline{\underline{Q \simeq 48 \text{ mm/h}}}$$

Diese Regenmenge entspricht einem schweren Wolkenbruch und tritt in unseren Regionen praktisch nicht in einem derart grossen Umkreis auf.

Das Strahlungsdiagramm wird auch durch die Bodenbeschaffenheit beeinflusst. Die Zusammensetzung Strahlungsdiagramm - Erdprofil ergibt die Gesamtüberdeckung.



Die Bergflanke A ergibt eine Störung des Strahlungsdiagrammes:

- "Schattenwirkung" hinter der Bergflanke
- Interferenzstellen durch die Reflektion an der Bergflanke

Ein Teil der durch die Bergflanke reflektierten Energie gelangt auf die Antenne zurück und wird auf den Anzeigegeräten als Standzeichen (Festzeichen, fixes Echo) wiedergegeben.

8. Die Standzeichenlöschung (MTI):
(Moving Target Indicator)

Um die Auswertung eines Uebersichtsbildes (PPI) zu erleichtern, ist man bestrebt, alle Festzeichen zu löschen und nur die beweglichen Ziele, also die Flugzeuge, darzustellen.

Ein "bewegliches Echo" unterscheidet sich dadurch von einem "festen Echo", dass es mit dem sog. "Doppler-Effekt" behaftet ist.

Fliegt z.B. ein Flugzeug mit 360 km/h auf die Radarantenne zu und arbeitet das Gerät mit einer PRF von 500 Imp/S, so legt das Flugzeug zwischen zwei Impulsen eine Strecke von

$$a = \frac{360}{3600} \cdot \frac{10^3}{500} = 0{,}2 \text{ m}$$

zurück. Der zweite Impuls legt also einen um 0,4 m kürzeren Weg zurück als der erste, was einer Zeitdifferenz von

$$\underline{t} = \frac{0{,}2}{3 \cdot 10^8} = \underline{6{,}6 \cdot 10^{-10}} = \underline{0{,}000'000'000'666 \text{ Sec.}} \; !$$

entspricht. Gelingt es, diese kurze Zeitspanne zu messen, so können bewegliche von festen Zielen unterschieden werden.

Als "Uhr" wird ein 3000 MHz-Oscillator verwendet. Sein "Zeiger" braucht für 1 Umdrehung $3{,}3 \cdot 10^{-10}$ sec.

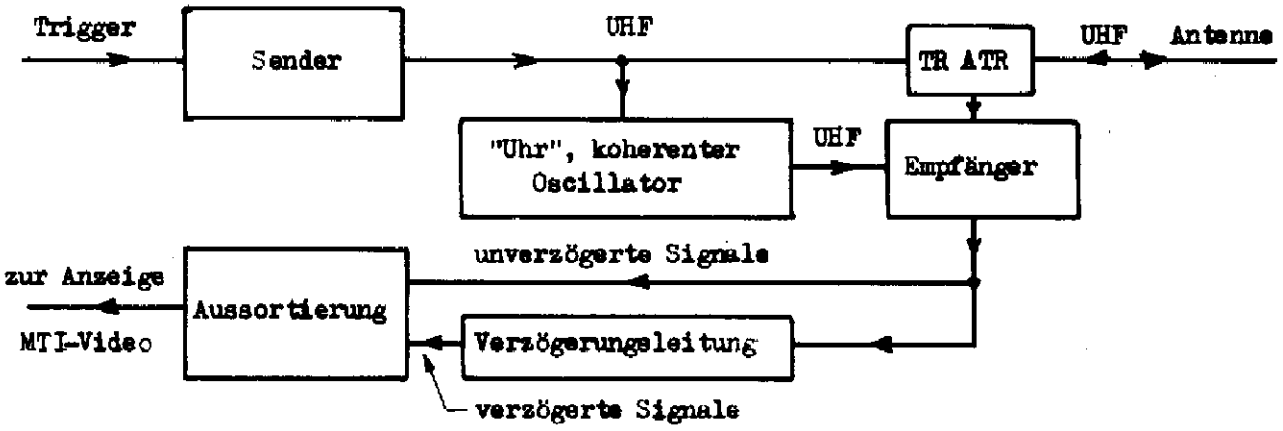
Dieser kohärent. Oscillator wird durch den Magnetronsender bei jedem Sendeimpuls in Phase gestartet. Die Echos werden dann in ihrer Phasenlage mit dem sehr stabilen koherenten Oscillator verglichen, indem die beiden einfach addiert werden. Jedes Echo erhält dabei eine bestimmte Grösse und Richtung.

Fest-Echos des folgenden Impulses werden wieder gleiche Grösse und Richtung,

"bewegliche Echos" dagegen etwas verschiedene Grösse oder Richtung aufweisen.

Eine weitere Aufgabe ist nun die Aufspeicherung der Echos während eines Empfangsintervalles. Die Speicherung wird mit Verzögerungsleitungen, Quecksilberleitungen mit Zeitkonstanten, die genau dem Intervall zwischen zwei Sendeimpulsen entsprechen $\frac{1}{PRF}$ erreicht.

Die Echos von immer zwei aufeinanderfolgenden Sendeimpulsen werden dann verglichen und Echos mit gleicher Grösse und Richtung ausgeschieden. Die "beweglichen Echos" werden den Anzeigegeräten zugeführt.



Bei Betrieb mit MTI ist die Antenne so langsam als möglich zu drehen. Alle Echos sollten min. mit 10 Impulsen angestrahlt werden.

Beispiel: für punktförmiges Ziel bei $\beta = 0{,}75^\circ$ und PRF = 500 Imp./S

$$n = \frac{\beta \cdot PRF}{10} \frac{60}{360} = \frac{\beta \cdot PRF}{120} = \frac{0{,}75 \cdot 500}{120} = 3{,}12 \text{ U/Min.}$$

Maximale Drehzahl = 3 U/Min.

B. Messgeräte:

I. Der Kathodenstrahl-Oscillograph (KO):
(Cathode Ray Oscillograph CRO)

Er dient zur bildlichen Darstellung elektrischer Vorgänge, Spannungsmessungen, Zeitmessungen, Frequenzanalysen, Frequenzbestimmungen.

1. Die Kathodenstrahlröhre (siehe Figur unter R. 20.3.007)

Braunsche Röhre; (CRT Cathode Ray Tube) (siehe auch R. 20.3.007)
Im KO werden ausschliesslich Röhren mit elektrostatischer Ablenkung verwendet.

1.1 Die Elektronenkanone:

Das Gitter begrenzt den Elektronenstrom, es dosiert damit die Helligkeit des Strahles.

Die 1. u. 2. Anode beschleunigen die Elektronen in der Längsrichtung und zwischen den beiden Anoden gegen die Achse.
Die Elektronenbahnen treffen sich irgendwo. Wenn diese Stelle der Leuchtschirm ist, so ist die Röhre fokusiert.

1.2 Die Ablenkung:

Der Elektronenstrom wird durch die Pontentiale der Platten abgelenkt. Positives Potential zieht den Strahl an, negatives lenkt ihn aus. Grosse Helligkeit geht auf Kosten der Schärfe, oder bei sehr grosser Elektronengeschwindigkeit (hohe Anodenspannung) auf Kosten der Ablenkempfindlichkeit.

1.3 Die Ablenkempfindlichkeit:

Ablenkung des Strahles in	mm/Volt	(Spannung an Platten)
z.B.	0,1 mm/Volt	für 10 cm = 1000 V
		für 1 cm = 100 V

1.4 Der Ablenkfaktor:

Ablenkspannung an den Platten für 1 cm bzw. 1 in. Auslenkung des Strahles

z.B.	100 V / cm
oder	50 V / in

1.5 Die Beschleunigungsanode:

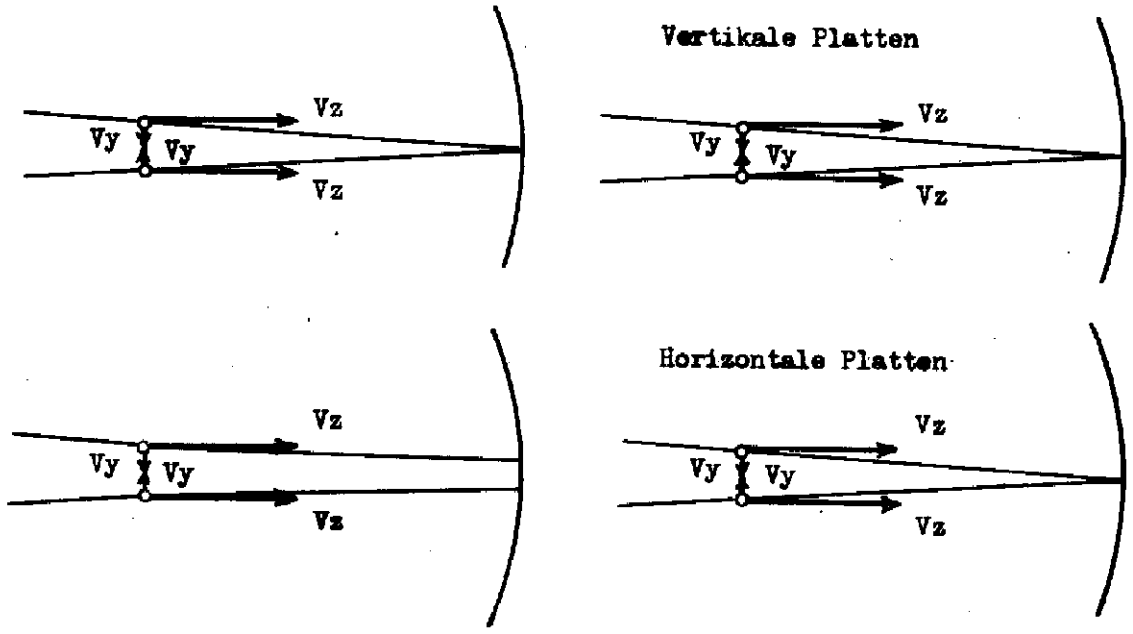
Sie wird mit einer Spannung, die 30 - 100% über der U_A liegt, gespiesen. Daraus resultiert eine grössere Helligkeit des Licht-Punktes.

1.6 Die Unschärfeerscheinungen:

Die 2. Anode liegt an Masse, weil sonst durch hohe Spannungen zwischen Anode und Ablenkplatten eine starke Störung des Strahles auftreten kann.

1.7 Astigmatismus:

Astigmatismus heisst, dass der Strahl in einer Achse scharf, in der anderen Achse unscharf sein kann. Er kommt daher, dass ein Plattenpaar gegenüber der Anode ein stark unterschiedliches Potential aufweist. Zur Korrektur wird zwischen die zweite Anode und die Plattenpaare eine Spannung gelegt, die beide Paare auf das richtige Potential inbezug zur Anode bringt.



1.8 Leuchtschirme:

a) Type P 1 : mittlere Nachleuchtdauer grün
b) Type P 4 : mittlere Nachleuchtdauer weiss
c) Type P 7 : lange Nachleuchtdauer gelb (PPI)

Die gelbe Leuchtschicht ist nur äussere Schicht.

Die primäre Schicht (Blitz Schicht ; Flash layer) gibt ein sehr grelles blaues Licht, das für die Augen schmerzhaft wirken würde. P 7 braucht immer eine Beschleunigungsanode (ca. 4000 V).

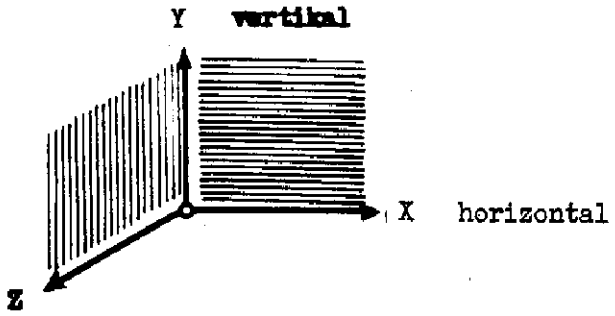
1.9 Bezeichnung der KO - Röhren (amerikanische Norm):

3	B	P1
Schirmdurchmesser in Zoll	Serie	Schirm - Typ

3 F P 7
5 C P 1
bzw. 5 A B P 1 } KO Tektronix 5 1 1 A D

2. Die X - Ablenkung (Sweep):
(siehe auch R.20.3.005 + R 20.3.007)

Zur Darstellung eines Vorganges wird der Strahl meistens in horizontaler Richtung (X - Richtung) mit Hilfe einer Sägezahnspannung (saw tooth) ausgelenkt. Diese Spannung wird dabei an die Horizontalablenk - Platten (X - Deflection) angelegt.



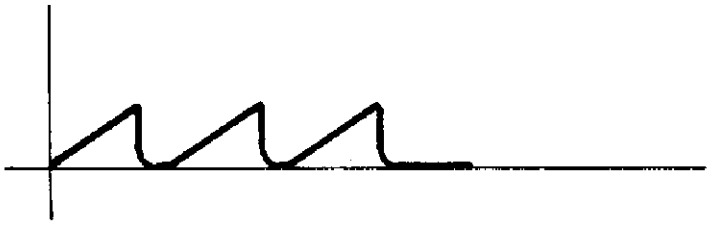
Während des langsamen Durchlaufes des Strahles (schräg ansteigende Flanke) wird der elektrische Vorgang aufgezeichnet. Der Rücklauf des Strahles ist sehr kurz (steile Flanke) und zeichnet auf dem Schirm in der Regel keine Figur, weil der Kathodenstrahl nur während des Vorlaufes brennt (Torimpuls).

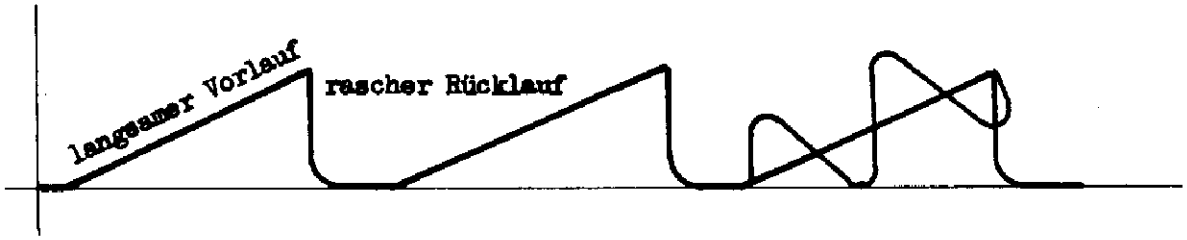
Die Schaltung zur Erzeugung der Sägezahnspannung heisst Kipp- oder Sweep-Generator.

Die Kippfrequenz kann durch zu- oder abschalten von Kondensatoren verändert werden. Sie hängt von der Frequenz des darzustellenden Vorganges ab.

Die Grösse der Darstellung in der X - Achse hängt von der Grösse der Kippspannung ab.

Die Spannung des Kippgerätes wird in einer Verstärkerstufe (X - Amplifier) verstärkt.



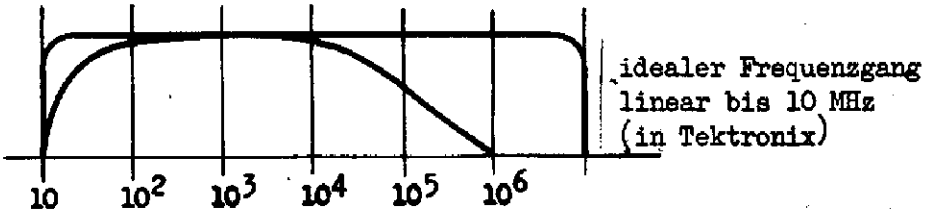


2.1 Die Y - Ablenkung:

Das darzustellende Signal wird in einer Verstärkerstufe verstärkt; dabei wird oft, um den Verstärker nicht zu übersteuern, ein Abschwächer (Attenuator) vor den Eingang geschaltet.

Die Eigenschaften des Verstärkers bestimmen weitgehend die Qualität des KO (Linearität des Frequenzganges).

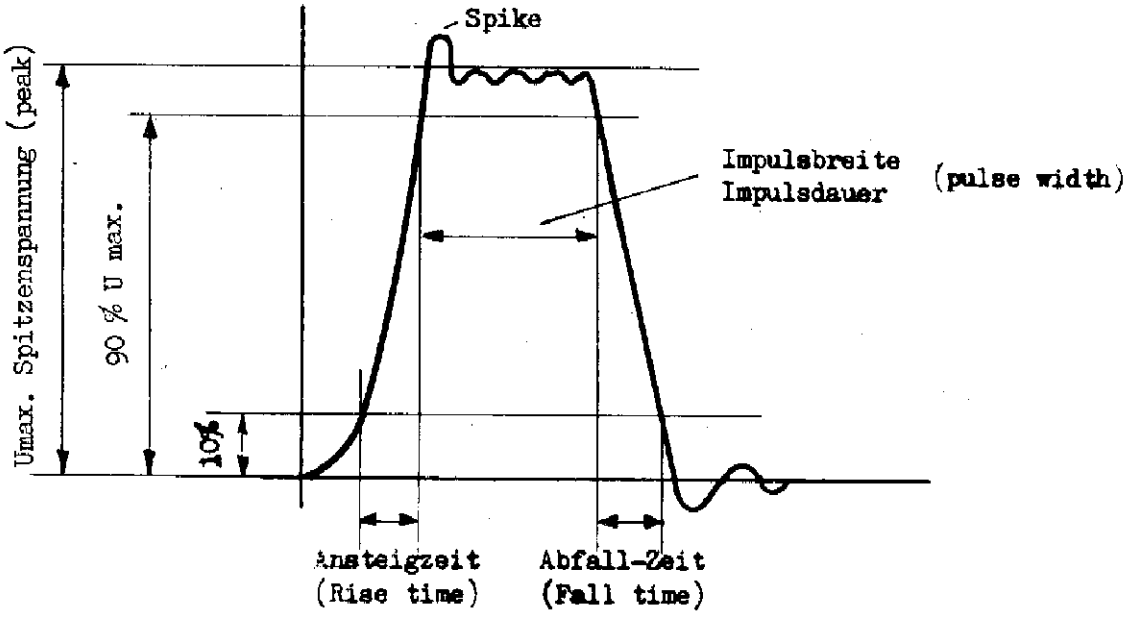
Frequenzgang eines KO



2.2 Darstellung eines Impulses:

Eine wichtige Eigenschaft des Y - Verstärkers ist die richtige Darstellung der Ansteizeit (Rise time) eines Impulses.

Beispiel: Tektronix Rise time = 0,05 s = 5.10^{-8} s

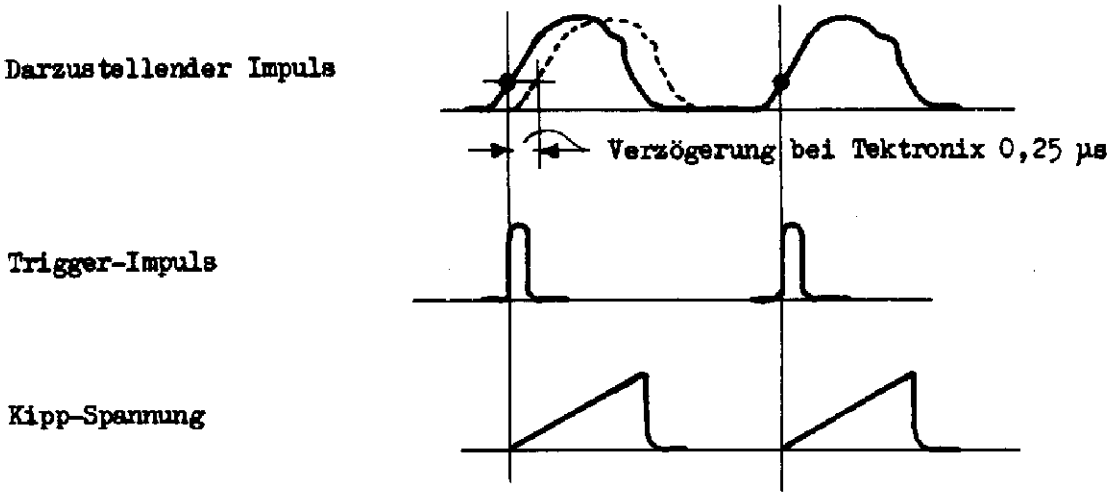


2.3 Die Z - Darstellung:

Durch Helligkeitssteuerung des Strahles (auf dem Gitter der Röhre) kann eine bildliche Darstellung erfolgen (Fernsehen, PPI Distanzmarken, Dunkelschaltung für Rücklauf)

2.4 Die Synchronisierung (Sync: Trigger)

Mit Hilfe einer Trigger-Schaltung wird die Kippspannung immer am selben Ort der darzustellenden Spannung ausgelöst.
Dadurch wird erreicht, dass das Bild ruhig steht.
Im Beispiel kann, um die Darstellung des ganzen Impulszuges zu ermöglichen, dieser etwas verzögert werden. (Verzögerungsleitung; Delay line).

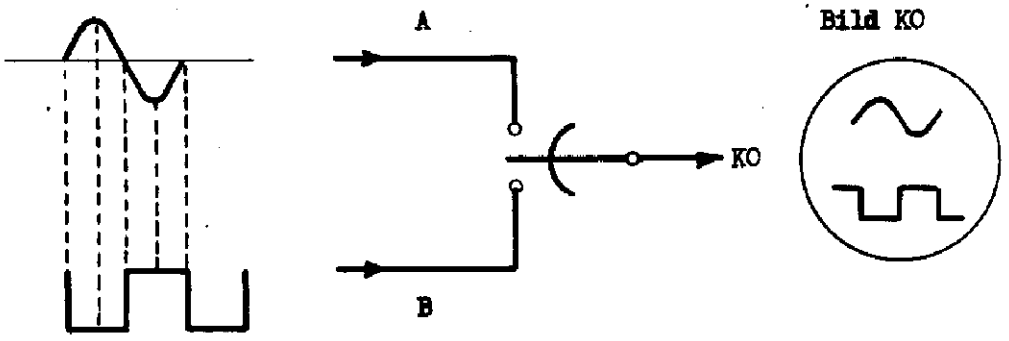


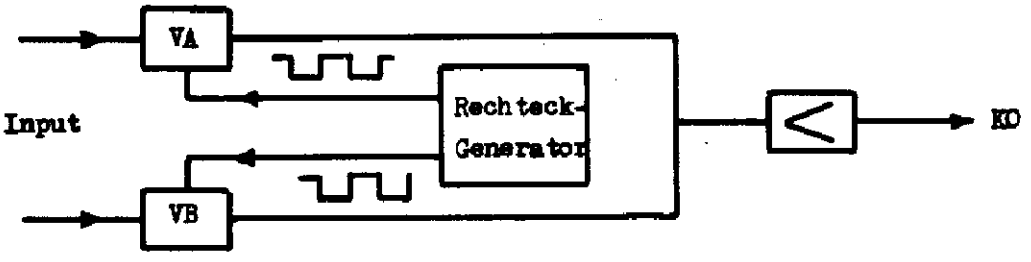
2.5 Die X - Y - Darstellung:

Zur Darstellung gewisser Vorgänge wie Phasenvergleich, Frequenzvergleich, Darstellung von Kennlinien (Röhren), kann anstelle der Kippspannung irgend eine Vergleichsspannung an den X - Verstärker gelegt werden. Für die Einstellung des X - Verstärkers gilt das gleiche wie für den Y - Verstärker.

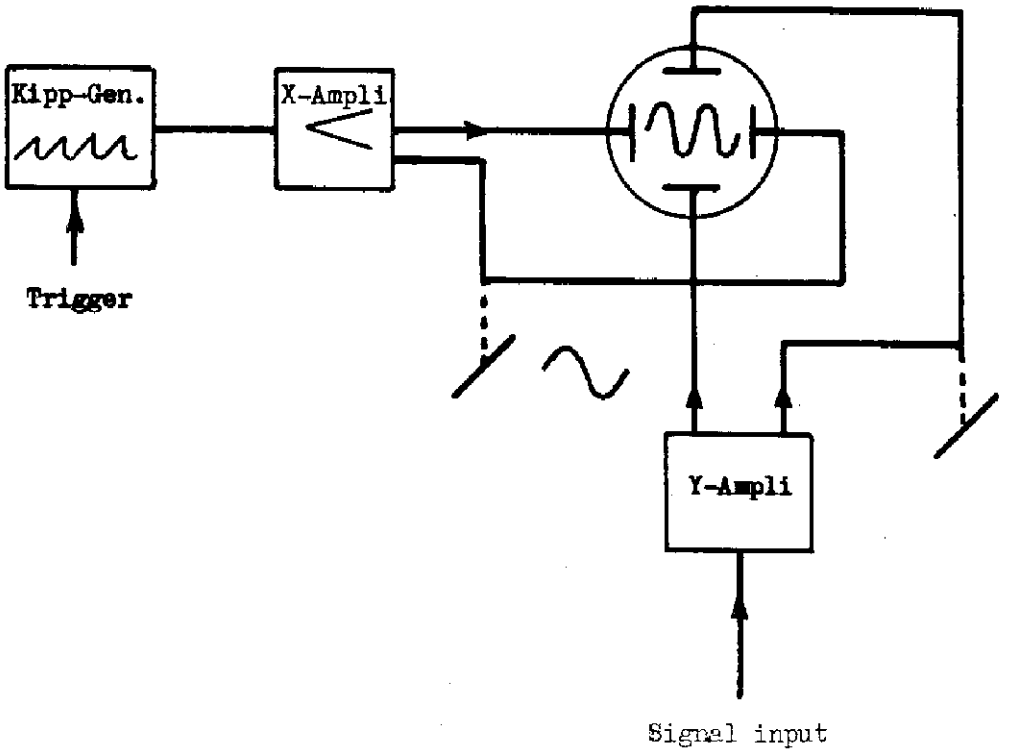
2.6 Darstellung zweier Vorgänge:

Zur gleichzeitigen Darstellung zweier Vorgänge kann entweder ein Zweistrahlrohr oder ein Elektronischer Schalter (Electronic - Switch) verwendet werden.





B l o c k s c h e m a eines K O

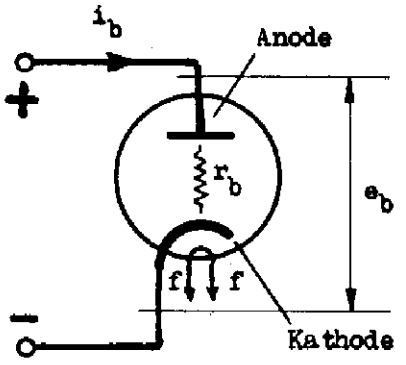


1. Repetition der Röhrentheorie

1.1 Die Diode:

r_b = Röhreninnen-Widerstand

$$r_b = \frac{e_b}{i_b} \; k\Omega$$



Die Kathode wird durch den Heizfaden auf Rotglut gebracht. Dabei emittiert sie Elektronen (negative Teilchen), die eine Wolke um die Kathode bilden

Wird an die Anode eine positive Spannung gelegt (Elektronenmangel), so fliegen freie Elektronen aus der "Kathodenwolke" zur Anode. Die Grösse des Stromes (und die Elektronengeschwindigkeit) ist abhängig von der angelegten Plus-Spannung. Die Diode leitet also; der innere Widerstand der Röhre

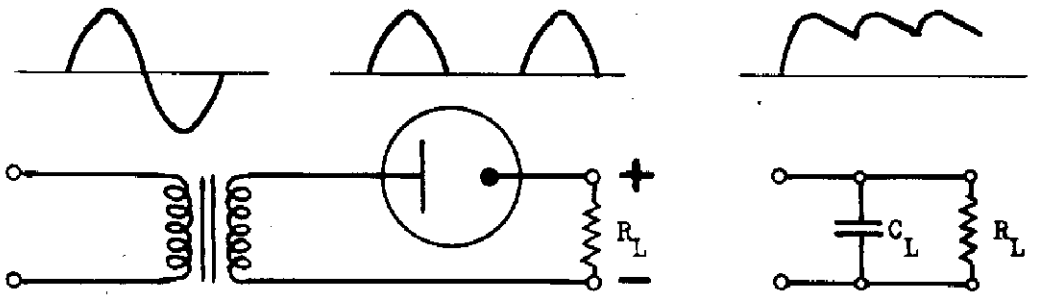
$$\boxed{r_b = \frac{e_b}{i_b} \; k\Omega}$$

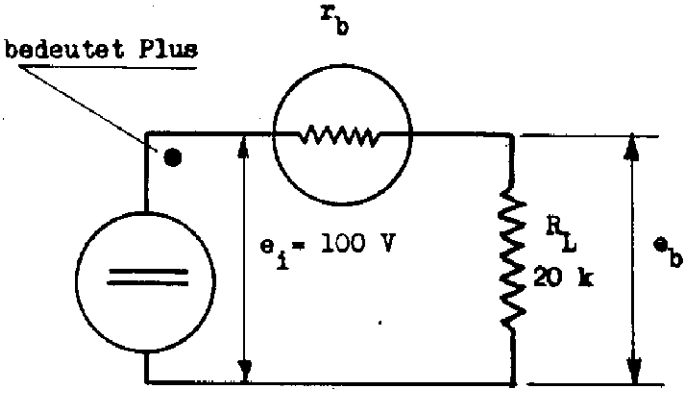
ist nicht linear. Er ändert sich mit Spannung und Strom.

Uebliche r_b für Dioden = ca. 0,5 kΩ

Wird an die Anode eine negative Spannung angelegt (Elektronenüberschuss), so übt die Anode auf die freien Elektronen eine abstossende Wirkung aus. Es entsteht kein Elektronenstrom $r_b = \frac{e_b}{0} = \infty$. Die Röhre sperrt also.

Einweggleichrichter





Schaltbild wenn Röhre leitet

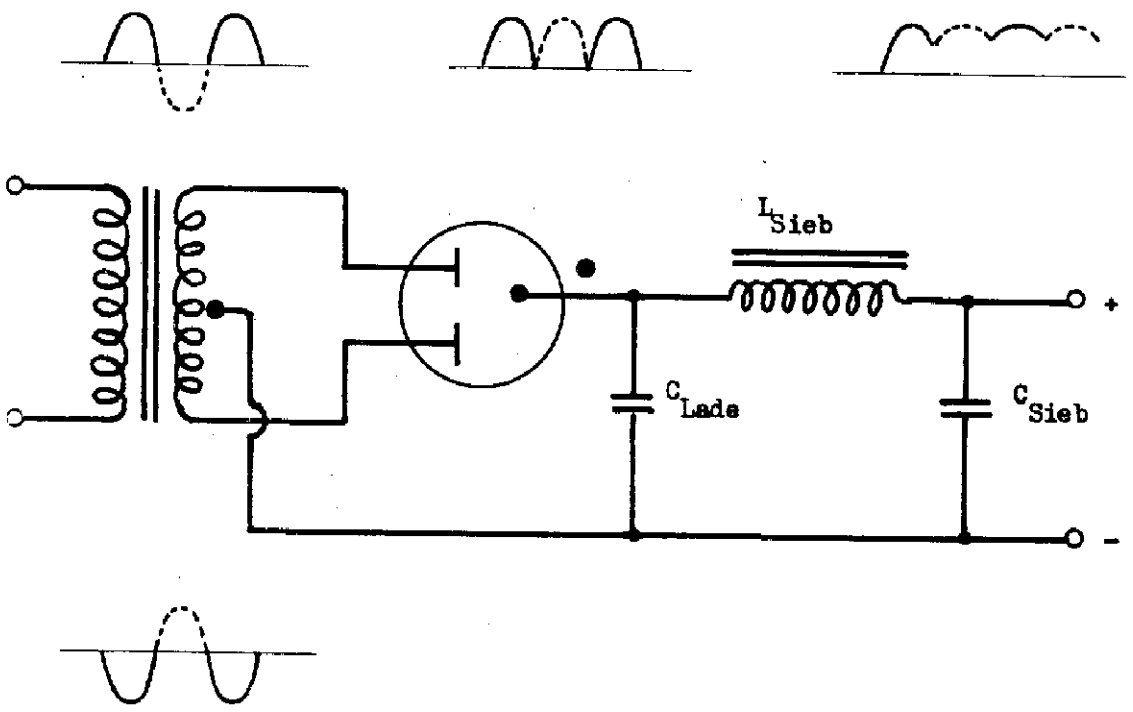
$$i_b = \frac{e_i}{r_b + R_L}$$

$$= \frac{100}{0{,}5 + 20} = \frac{100}{20{,}5}$$

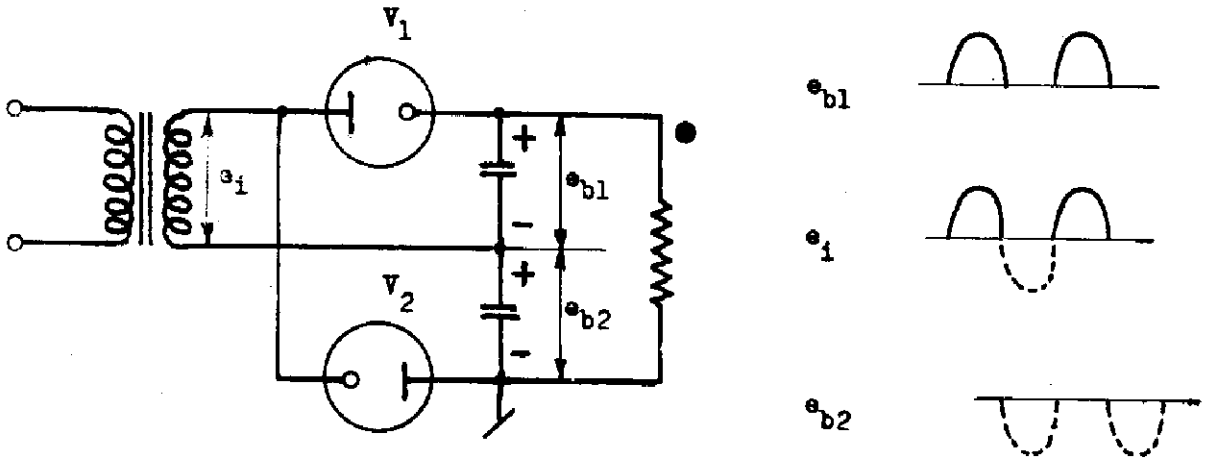
$$= \underline{\underline{4{,}87 \text{ mA}}}$$

$$e_b = 20 \cdot 4{,}87 = \underline{\underline{97{,}5 \text{ V}}}$$

Doppelweggleichrichtung

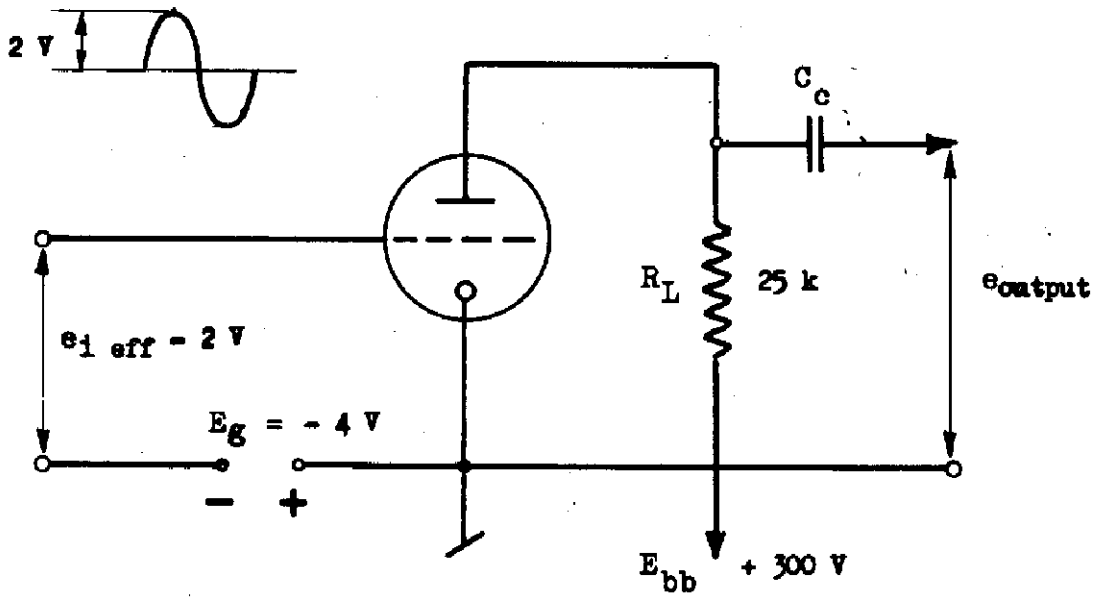


Spannungsverdopplung



Die Gleichrichterröhren sind einmal mit der Anode und einmal mit der Kathode an die Wechselstromwicklung angeschlossen. Somit erhalten wir am Ausgang der Gleichrichterschaltung die Summe der Spannungen über den Kondensatoren, d.h. ca. doppelte Spannung.

1.2 Triodeu als Verstärker



Das Steuergitter bestimmt mit seiner Spannung inbezug zur Kathode die Grösse des Anodenstromes.

Positive Gitterspannung ergibt zusätzliche Beschleunigung der Elektronen. Ein Teil der Elektronen trifft auf das Gitter. Es fliesst ein sogenannter Gitterstrom.

Wird das Gitter negativ, so werden die Elektronen gebremst. Je negativer das Gitter, desto kleiner der Anodenstrom.

Wird das Gitter so negativ vorgespannt, dass der Anodenstrom 0 wird, so wird die Röhre gesperrt.

Sperrpunkt, "cut off -Punkt".

Kennlinienschar der Röhre:

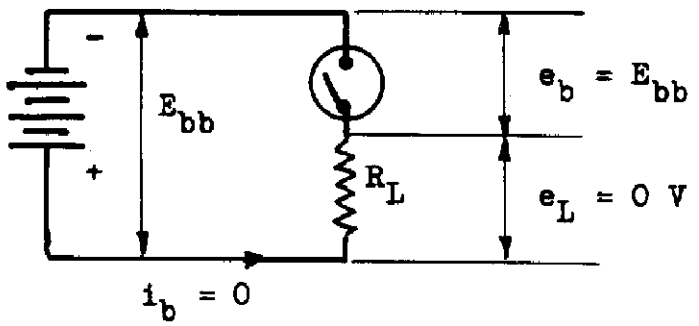
Für eine bestimmte Gittervorspannung wird der Anodenstrom i_b in Abhängigkeit der Spannung über der Röhre gemessen und als Kurve aufgetragen (Anodenstrom - Anodenspannungskennlinie).

Werden diese Linien für verschiedene Gittervorspannungen (z.B. 0, -2, -4, -8 V, usw.) aufgetragen, so erhält man die Kennlinienschar der Röhre.

Der innere Widerstand r_b der Röhre ist weitgehend abhängig von der Gittervorspannung.

Bei hoher negativer Gittervorspannung e_c (cut off) ist der innere Widerstand unendlich gross.

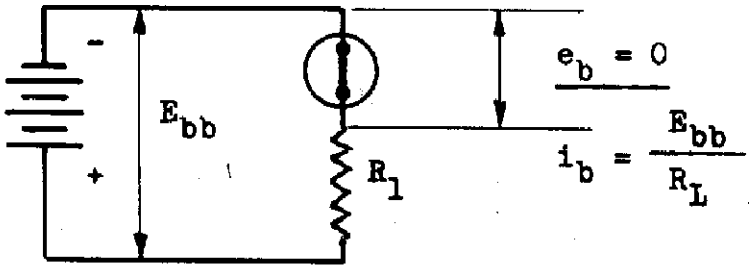
Stellen wir uns die Röhre als Schalter vor, so ist dieser geöffnet. Die Spannung e_b über der Röhre wird also gleich der Batteriespannung E_{bb}



Beispiel:

E_{bb}	=	300 V
R_L	=	25 k
i_b	=	0
e_b	=	300 V

Wird die Gitterspannung e_c positiv, so wird der innere Widerstand R_b sehr klein (praktisch 0 , Schalter geschlossen). Das heisst: Der Anodenstrom i_b wird durch den Belastungswiderstand R_L begrenzt. Ueber der Röhre wird die Spannung 0 (Schalter zu!).



Beispiel:

E_{bb}	=	300 V		
R_L	=	25 K		
i_b	=	$\frac{300}{25}$	=	12 mA
e_b	=	0		

Wir kennen somit zwei Extrempunkte der sogenannten Belastungslinie für $R_L = 25\ k\Omega$, $E_{bb} = 300$ V und können diese nun als Gerade in die Kennlinienschar eintragen.

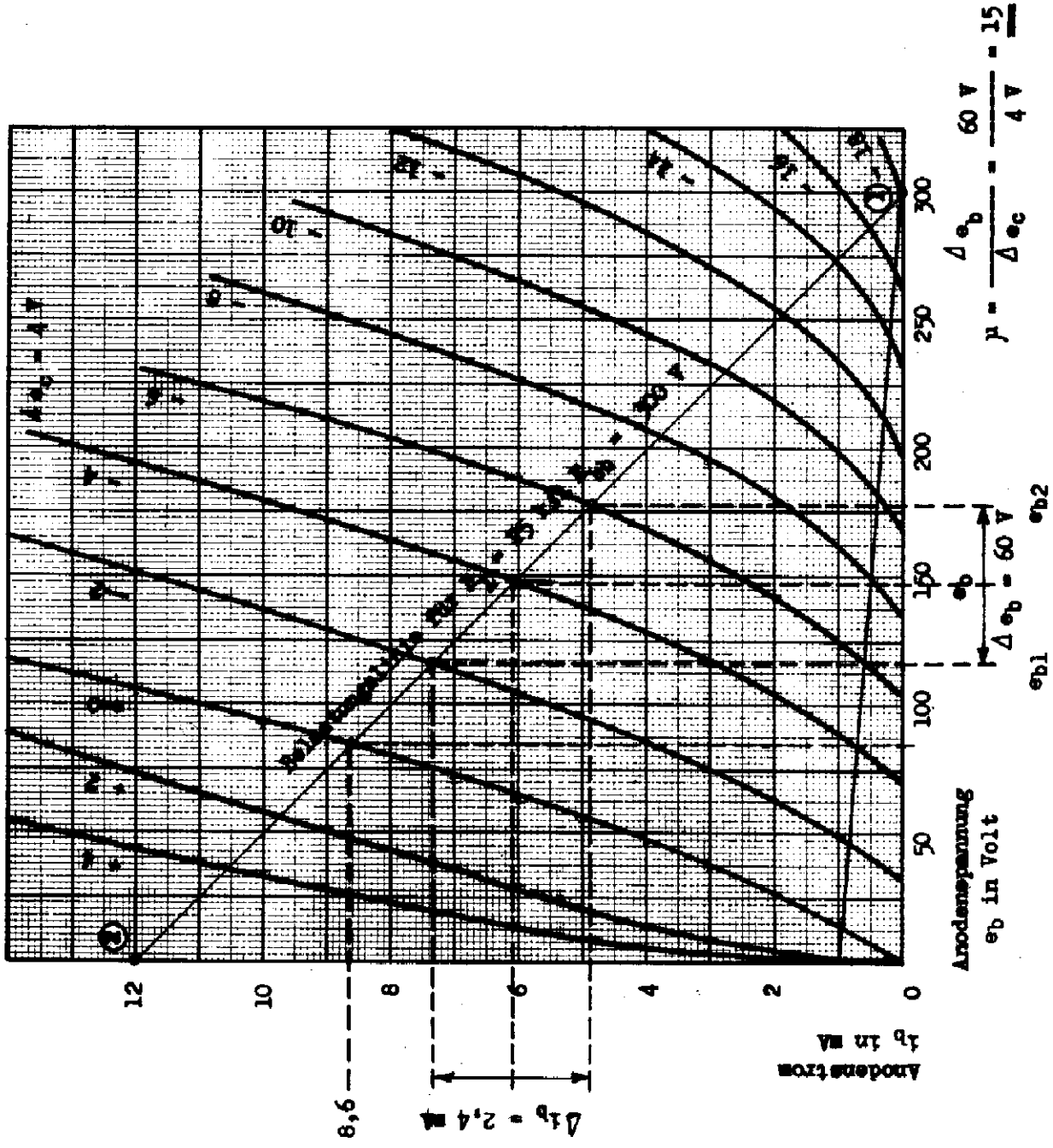
Punkt ① $i_b = 0$, $e_b = 300$ V

Punkt ② $e_b = 0$, $i_b = 12$ mA

Die Belastungslinie erlaubt uns, alle Verhältnisse der skizzierten Triodenschaltung zu erfassen.

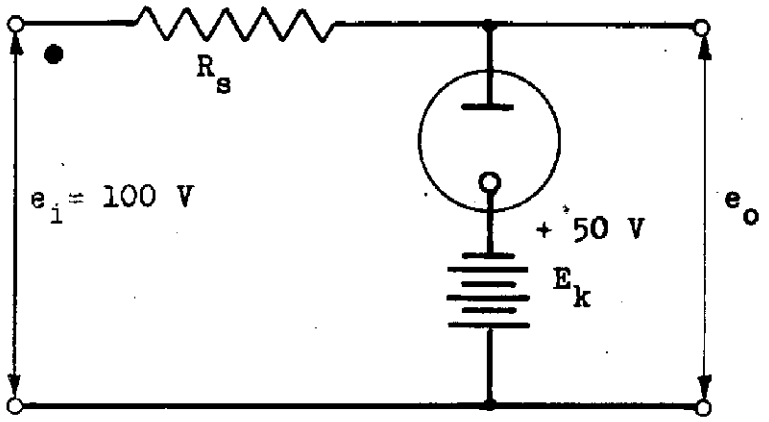
Siehe Kennlinienschar Blatt R. 20.3.005 / 5.

Anodenstrom-Anodenspannungs Kennlinienschar der Röhre (6SN7)

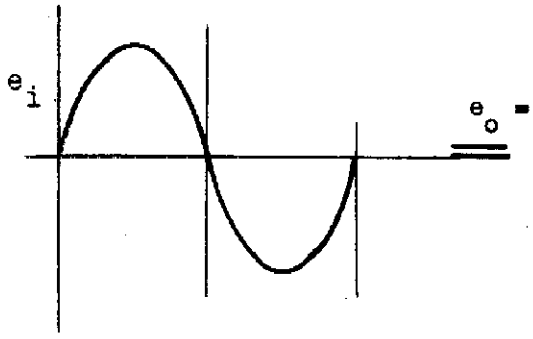


2. Begrenzer:

2.1 Diode als Begrenzer:

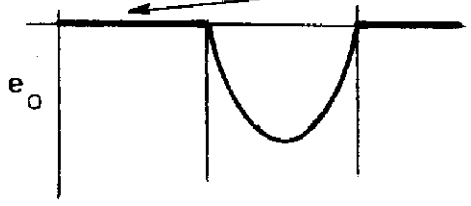


Für $R_s = 300\ k\Omega$

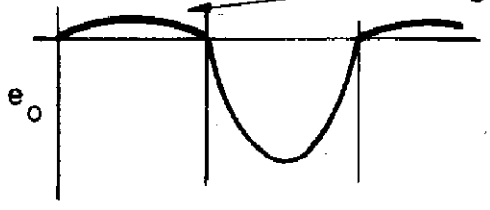


$$e_o = e_i \frac{r_b}{R_s + r_b} = 100 \cdot \frac{0{,}5}{300{,}5} = \frac{1}{6}\ \text{Volt}$$

Für "gerade" Begrenzung muss R_s hochohmig sein

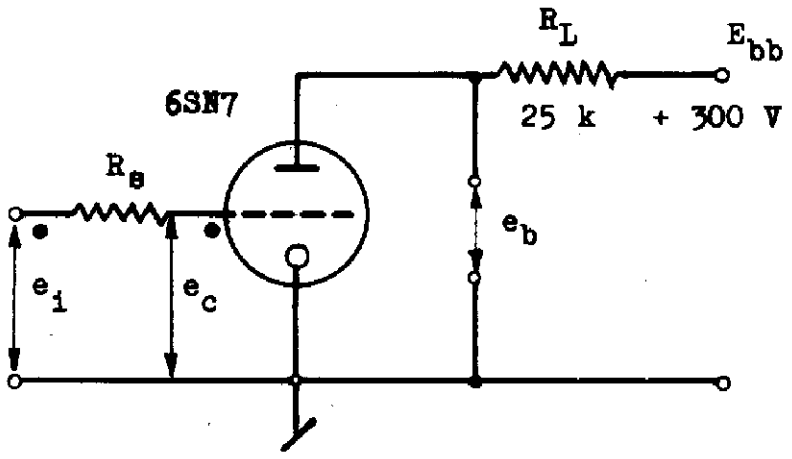


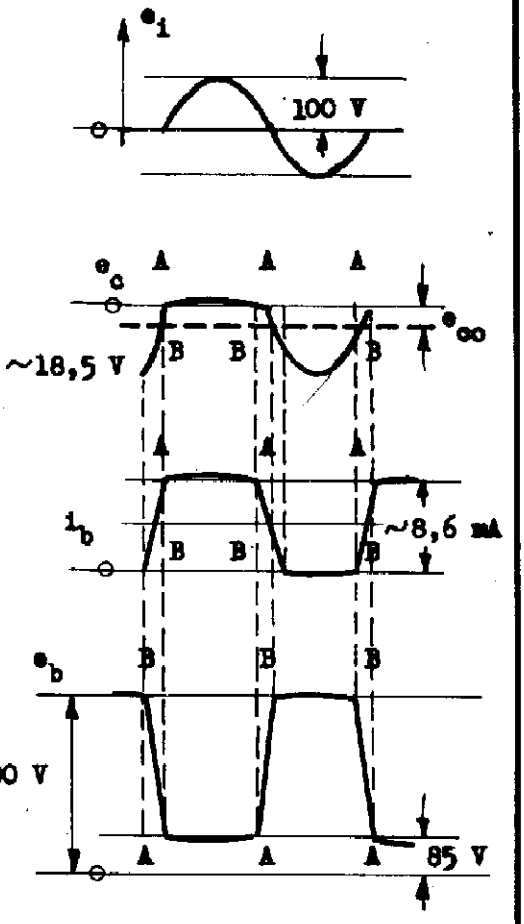
R_s niederohmig "runde" Begrenzung



Wird an die Kathode ein + - Potential angelegt, so setzt die Begrenzung (Schalter!) erst ein, nachdem das Anodenpotential positiver als die Kathodenspannung wird.

2.2 Begrenzer mit Triode:

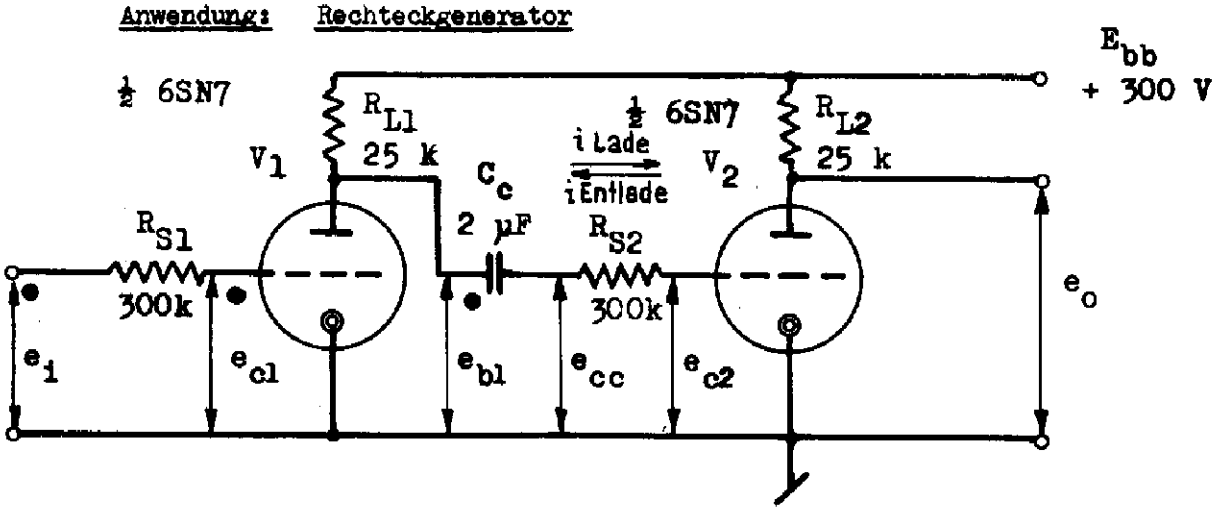


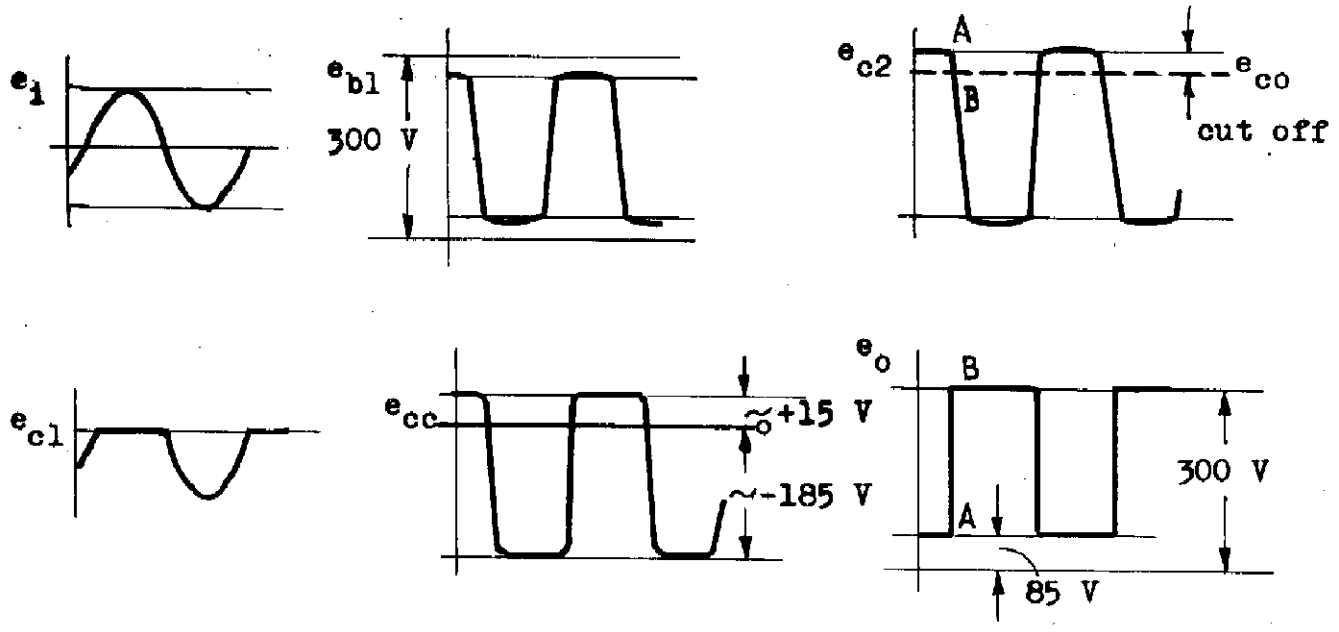


Erklärung der Schaltung

Der Gitterkreis ist ein Diodenbegrenzer. Der höchste positive Wert von e_c hängt von der grösse des Schutzwiderstandes R_s ab. Solange die Gitterspannung $e_c = 0$, stellt sich ein Anodenstrom ib = 8,6 mA ein (Punkt A), was wir aus der Kennlinienschar entnehmen können. Anderseits wird bei i_b = 8,6 mA die Spannung über der Röhre e_b = 85 V. Während der negativen Halbperiode der angelegten Spannung bleibt die Kurvenform am Gitter erhalten. Sobald die Gitterspannung e_c = - 18,5 V unterschreitet, wird die Röhre gesperrt (cut off). Der Verlauf der angelegten Spannung e_i unter - 18,5 V hat keinerlei Einfluss mehr auf den Verlauf der Ausgangsspannung e_b : Begrenzung. Während der Sperrzeit ist der Anodenstrom i_b natürlich 0, also die Spannung über der Röhre $e_b = E_{bb}$ 300 V. e_b verläuft annähernd rechteckig. Die Flankensteilheit ist abhängig vom Verlauf der angelegten Spannung zwischen 0 und - 18,5 V.

Anwendung: Rechteckgenerator

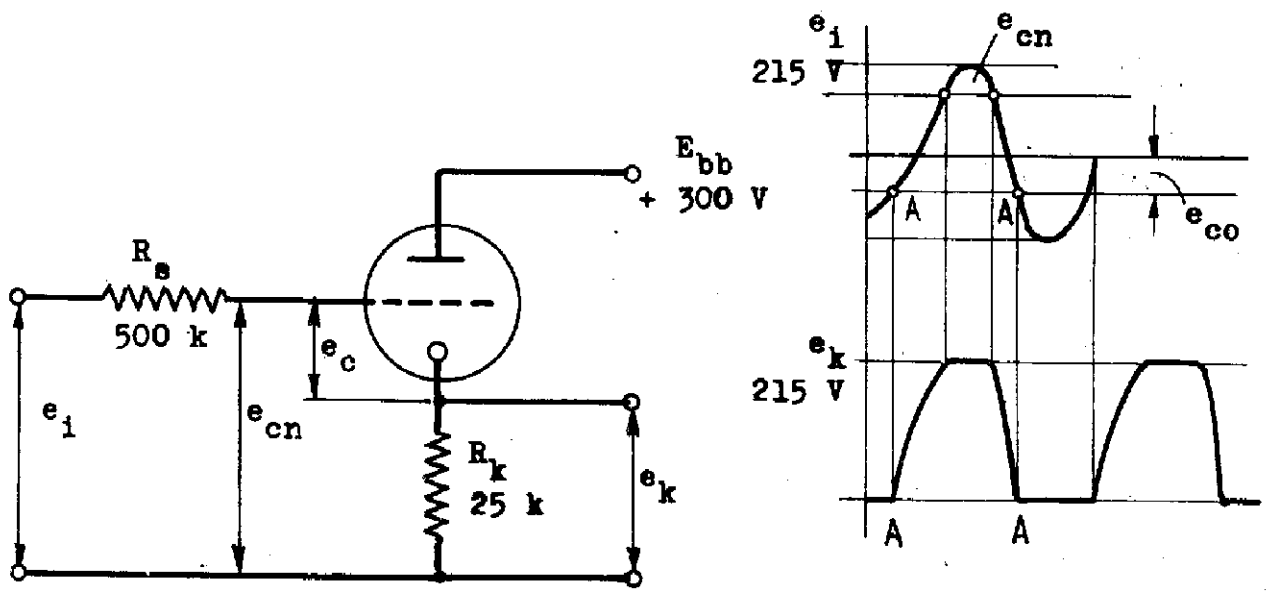




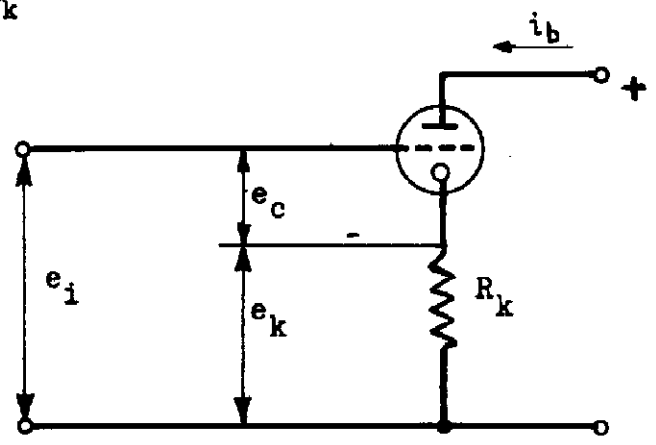
Röhre V_1 arbeitet als normale Begrenzerstufe und wird über einen Kopplungskondensator C_c an eine zweite gleiche Stufe gelegt.

C_c hat zur Folge, dass die Gitterspannung e_{c2} sehr stark negativ wird, obgleich am Stromkreis nirgends eine negative Spannung angelegt wird. Diese merkwürdige Erscheinung kann damit erklärt werden, dass während der cut off -Periode (e_{b1} = 300 V) der Kondensator aufgeladen wird. Der Ladestrom fliesst von links nach rechts, die Spannung e_{cc} hat einen positiven Wert. Während der Periode, da V_1 leitet, entlädt sich der Kondensator C_c. Der Entladestrom fliesst von rechts nach links. Ueber R_{g2} entsteht dabei eine hohe negative Spannung. Ausserdem arbeitet die Stufe V_2 als normale Begrenzerstufe. Der Kondensator C_c muss als Kopplungskondensator sehr gross sein (ca. 1 µF), weil bei kleinem C_c dieselbe Schaltung als Schärferstufe oder Peaker arbeitet.

2.3 Der Kathodenfolger als Begrenzer und als Verstärker:



Die Anwendung einer Belastungslinie in der Kennlinienschar ist hier nicht so einfach, weil die Gitter-Kathodenspannung e_c nicht ohne weiteres bekannt ist. Solange kein Gitterstrom fliesst, also e_c kleiner als 0 ist, gilt :
$e_c = e_i - e_k$



Wir nehmen an, e_c = - 18,5 V oder kleiner, die Röhre also gesperrt. Weil in diesem Falle kein Anodenstrom fliesst (Schalter offen), ist e_k = 0.

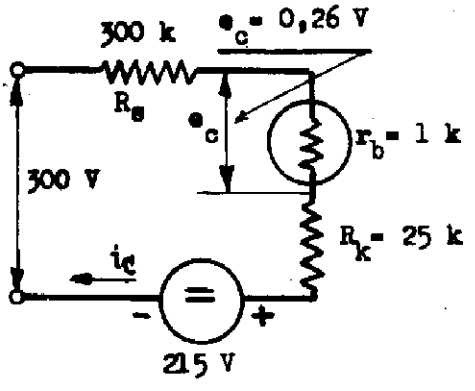
Wir ersehen daraus, dass, wenn die Spannung e_i unter die cut off -Spannung sinkt, e_k = 0 ist.

Wir nehmen an e_c = 0. In diesem Falle muss also $e_i = e_k$ sein. Aus der Kennlinienschar entnehmen wir für e_c = 0 i_b = 8,6 mA. e_k wird also $R_k \cdot i_b$ = 25 . 8,6 = <u>215 V.</u> Zwischen -18,5 und + 215 V ist e_k annähernd immer gleich e_i (abhängig von der Form der Kennlinien).

Wir können also in diesem Bereiche die Schaltung als Verstärker verwenden.
<u>Lineare Charakteristik, Verstärkungsfaktor = 1 oder kleiner als 1.</u>

Wird e_c positiv, so fliesst ein Gitterstrom.

<u>Beispiel:</u>

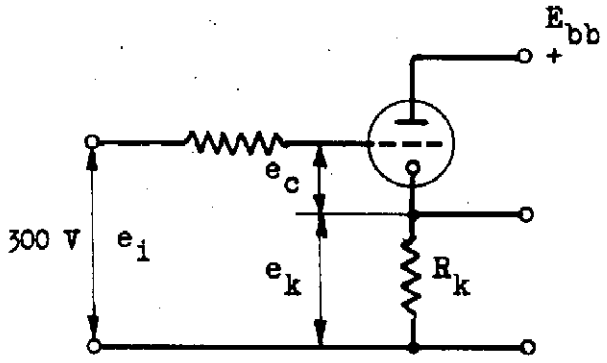


$$i_c = \frac{300 - 215}{R_{tot.}} = \frac{85}{326} = \underline{0{,}26 \text{ mA}}$$

e_c = <u>0,26 V</u>

Aus der Kennlinienschar entnehmen wir für e_c = 0,26 V i_b = 9 mA. Damit wird die Spannung über dem Kathodenwiderstand = 225 V. Wird also die Eingangsspannung um 85 V erhöht, so steigt die Ausgangsspannung um 10 V, d.h.: die Begrenzung setzt ein, sobald e_i 215 V überschreitet.

Aus der erhaltenen Kennlinie können wir nun sofort die Kurvenform der Ausgangsspannung konstruieren und sehen, dass diese zwischen -18,5 und + 215 Volt ungefähr linear ist. Der <u>lineare Bereich</u> beträgt also <u>ca. 230 V</u> (beim <u>Anodenverstärker</u> = <u>18,5 V</u>).



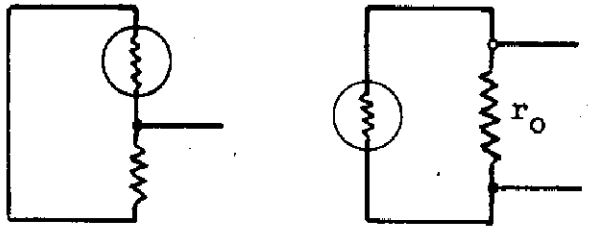
r_o = innerer Widerstnd

$$r_o = \frac{r_p}{\mu + 1}$$

$r_p = 7{,}5$ k ; $\mu = 20$

statischer R_i

$$r_o = \frac{7{,}5}{21} = 357\ \Omega$$

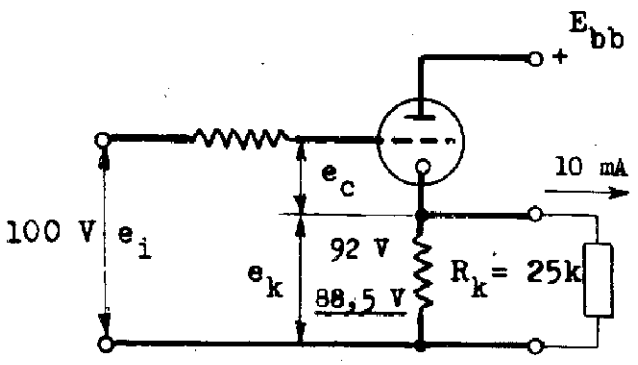


$$r_{total} = \frac{r_o \cdot r_k}{r_o + r_k}$$

$$= \frac{357 \cdot 25 \cdot 10^3}{357 + 25 \cdot 10^3} = \underline{\underline{352\ \Omega}}$$

r_o wirkt als Parallelwiderstand zu r_b

Der <u>Ausgangswiderstand</u> der Schaltung ist <u>niederohmig.</u>



r = 352

10 mA · 10^3 · 352

$\underline{\underline{A_u = 3{,}52\ V}}$

e_i = 100 V ; e_k = 92 V

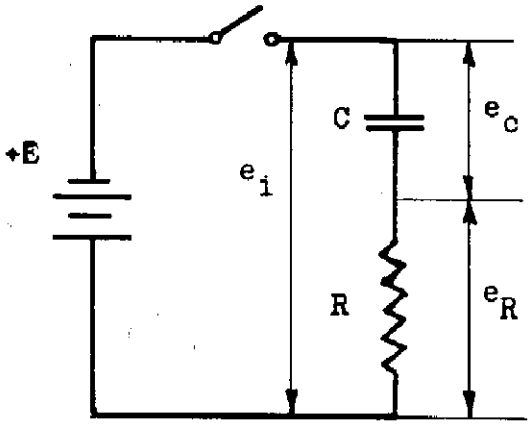
$e_{k\ belastet}$ = <u>88,5 V</u>

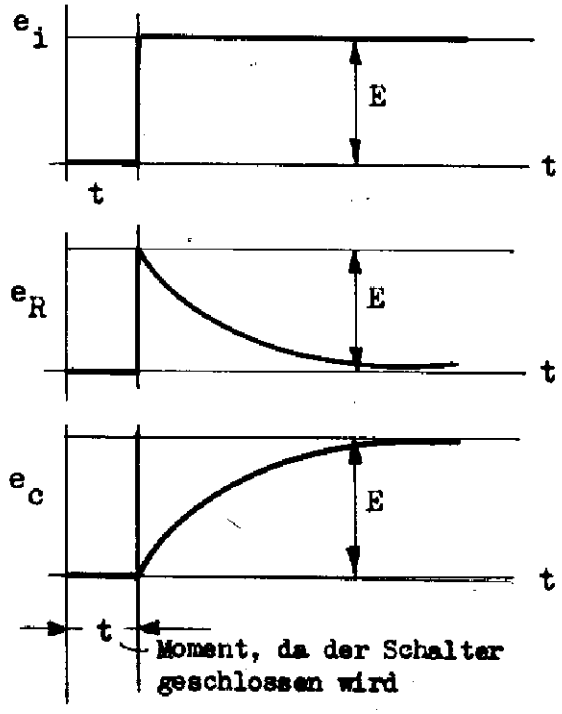
Wird die Stufe mit 10 mA belastet, so entsteht ein Spannungsabfall von 3,52 V über der Stufe. Die Schaltung ist also weitgehend <u>belastungsunempfindlich</u>.

3. R - C - Stromkreise:

Für Zeitschaltungen, Sägezahnspannungen, Tor-Impulse, etc., kommt man mit Widerstandsschaltungen nicht mehr aus. Einfach ist die Ladung oder Entladung von Kapazitäten über Widerstände oder Röhren anzuwenden.

Vorgänge im R-C- Stromkreis:



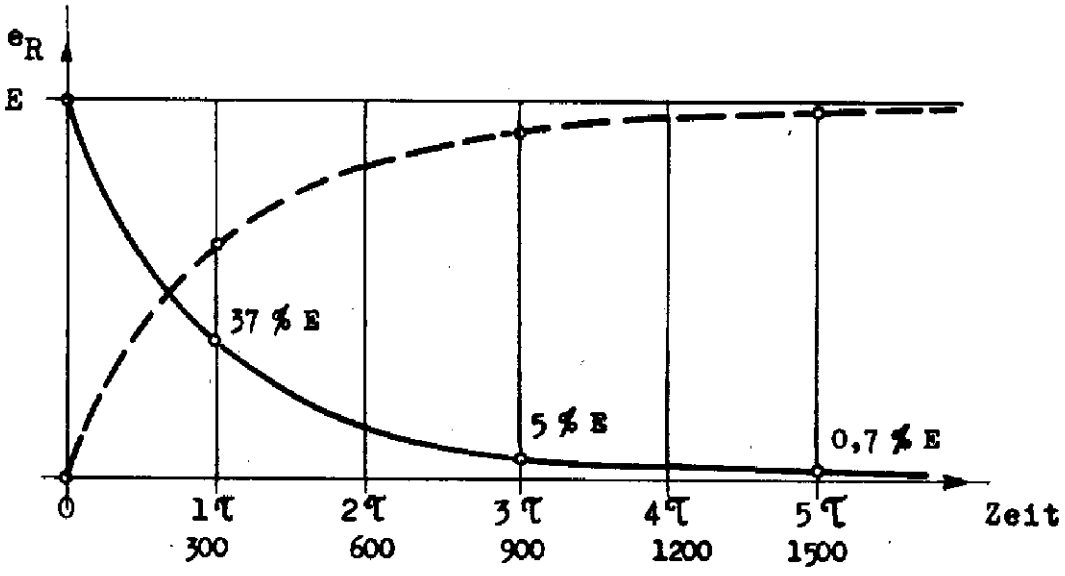


Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$

Beispiel: R = 300 k

C = 1000 pf

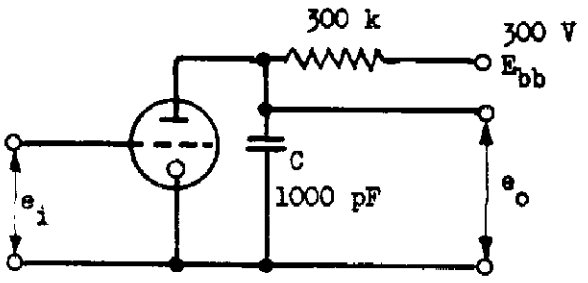
τ = ? $3 \cdot 10^5 \cdot 10^{-9} = 3 \cdot 10^{-4}$ S = 300 µS

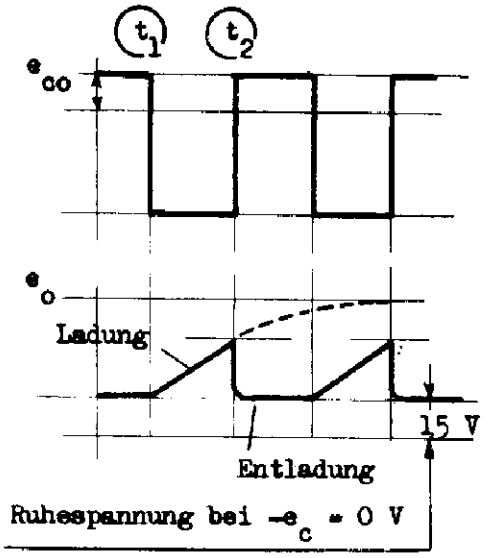


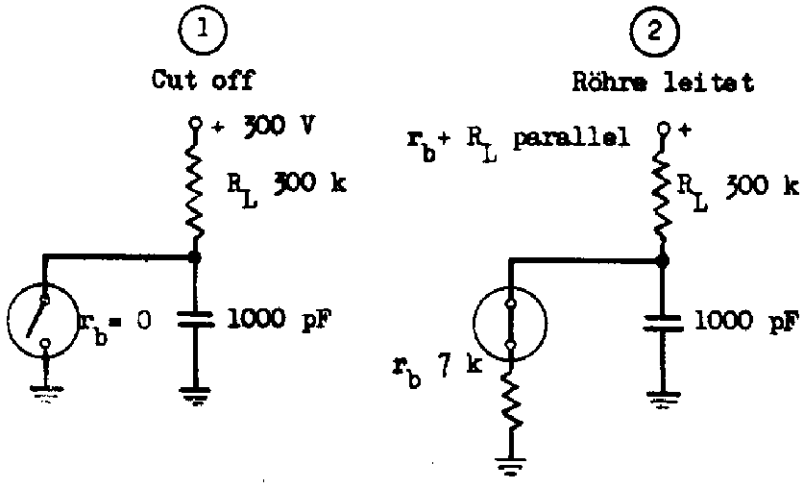
——— Ladekurve über R = Entladekurve über C

— — — Ladekurve über C

3.1 Sägezahngenerator:







$$R_{300k}\,{}_1 \cdot C = 300\ \mu s$$

$$R_{7k}\,{}_2 \cdot C = 7\ \mu s$$

$$\frac{7 \cdot 300}{307} = 7$$

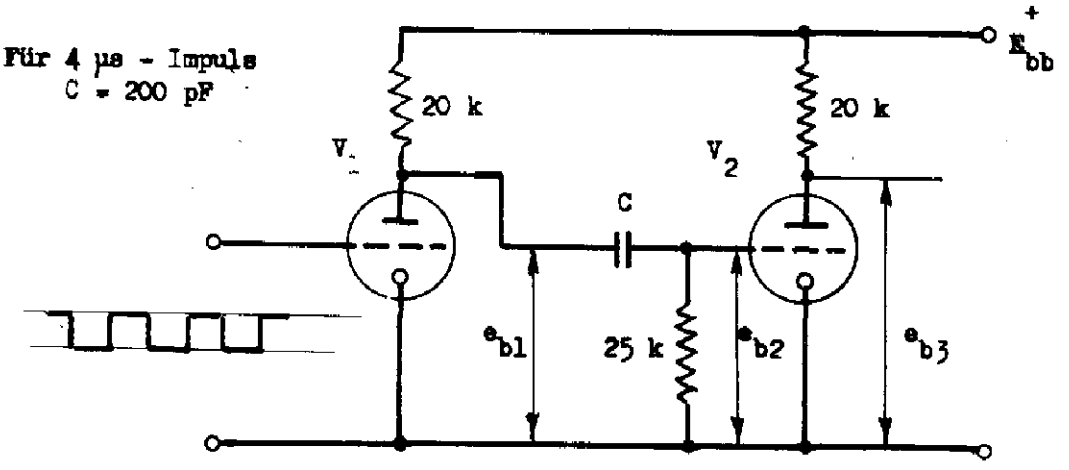
Bis zur Zeit t_1 ist die Röhre leitend, die Spannung über der Röhre ist gering (15 V).

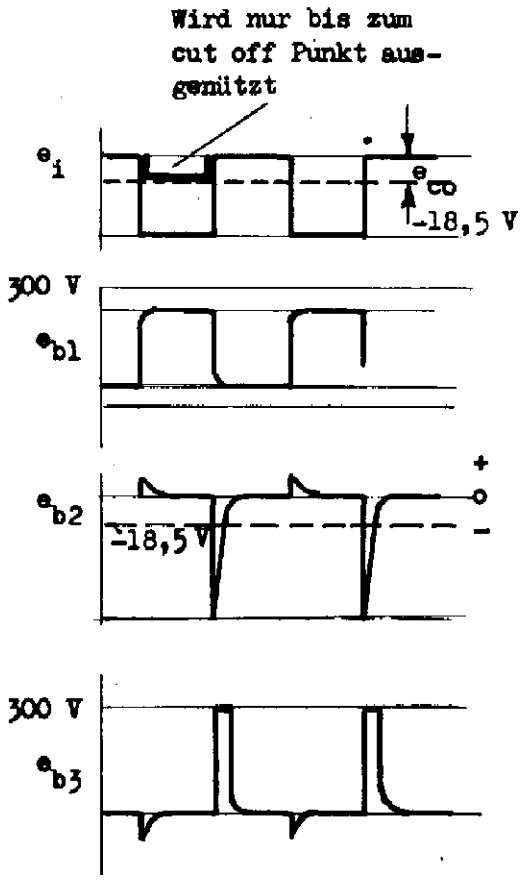
Bei t_1 wird die Röhre gesperrt, C lädt sich über R_{Load} gegen 300 V.

Bei t_2 leitet die Röhre wieder. C wird geshuntet mit R_b und entlädt sich schnell auf 15 V. Der Anstieg ist ungefähr linear, weil nur der Beginn der Ladekurve verwendet wird.

3.2 R - C - Peaker, Impulsschärfer:

Für 4 µs - Impuls
C = 200 pF





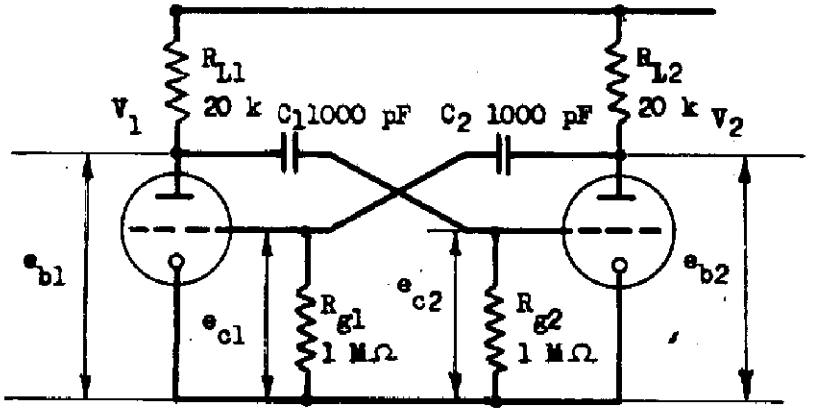
Dieser Stromkreis wird oft als Trigger verwendet oder auch als Schaltung zur Schärfung von Impulsen.

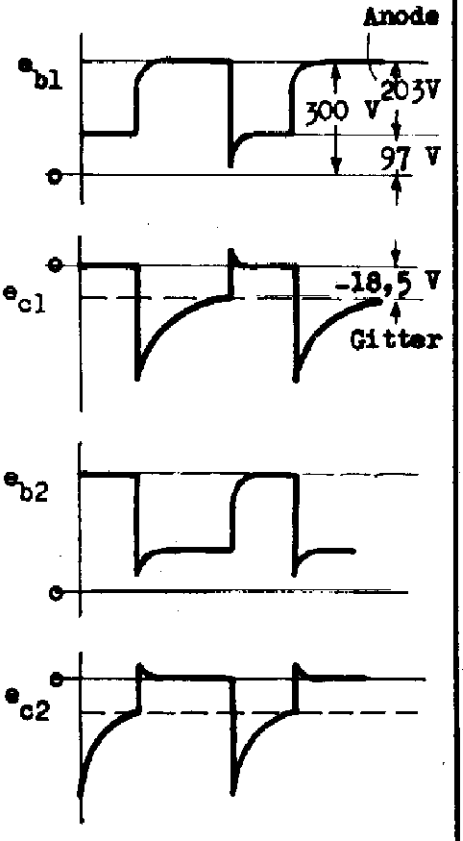
Der Vorgang in V_1 wurde früher behandelt (Rechteckgenerator).

Steigt e_{b1} gegen 300 V, so lädt sich c sehr rasch über 25 kΩ parallel mit Röhre V2. e_{b2} ist also klein und kurz.
Sobald V1 wieder leitet, also e_{b1} absinkt, entlädt sich c (negativer Impuls).
Weil V2, sobald e_{b2} kleiner wird als die Sperrspannung, keinen Strom führt, ist die Entladung von c langsamer und weil kein Widerstand parallel zu 25 kΩ liegt, auch grösser.

Das Mass der Differenzierung wird durch das RC-Glied bestimmt.

3.3 Multivibrator:

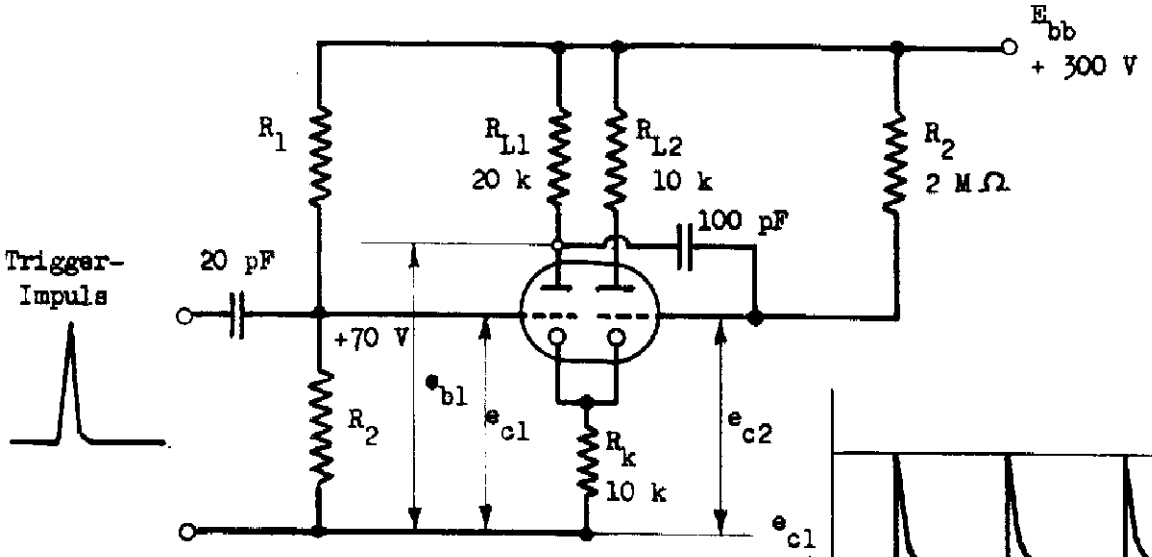


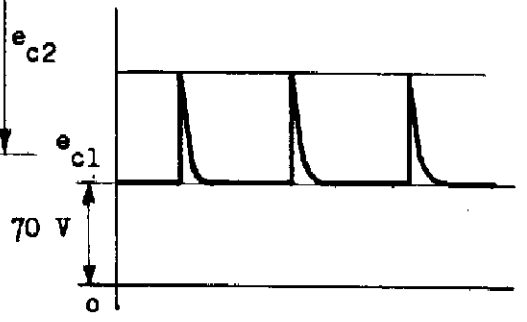


Der Multivibrator, wie er in obiger Skizze in einfachster Art dargestellt ist, wird sehr häufig als Generator für Zeitbasisschaltungen, Trigger-Schaltungen, Sägezahnschaltungen, usw., verwendet.

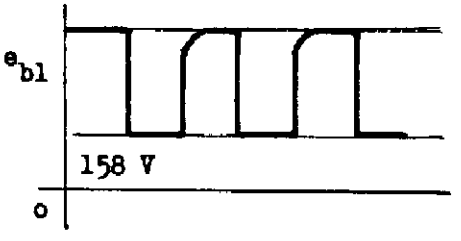
Grosser Vorteil ist: dass die Eigenfrequenz des Multivibrators durch die Zeitkonstante $C_1 \times R_{g2}$ bzw. $C_2 \times R_{g1}$ bestimmt ist und daher durch Veränderung von R_g variiert werden kann.

Multivibrator in Kathodenfolgerschaltung:



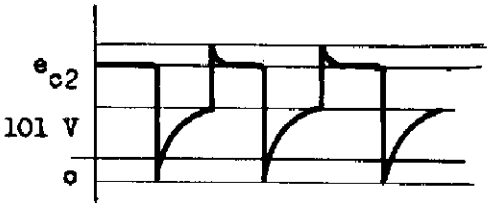


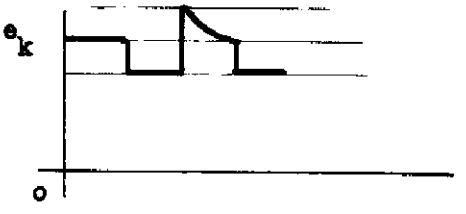
Obenstehende Schaltung erlaubt die Auslösung der Multivibratorimpulse mit Hilfe eines Trigger-Impulses.

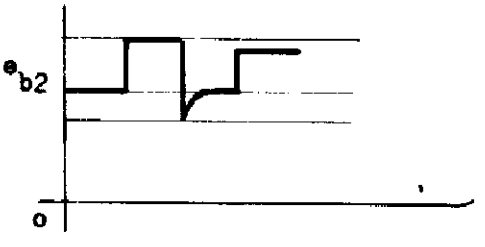


Anwendungsbeispiel:

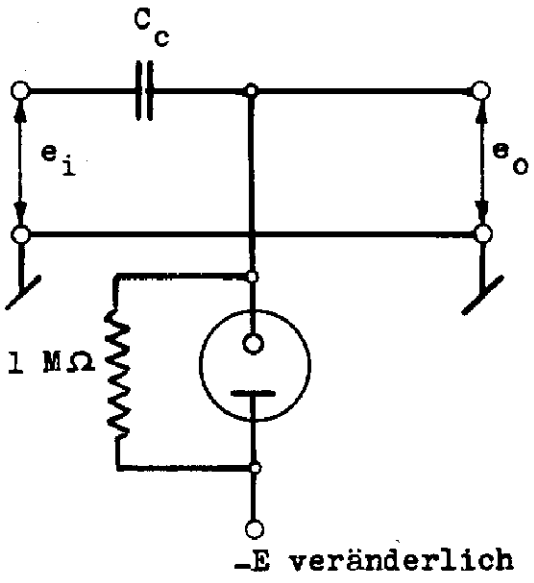
Sägezahngenerator für A-Scope.
Wird mit Triggerimpuls aus Modulator zur exakten Darstellung des Startimpulses ausgelöst.

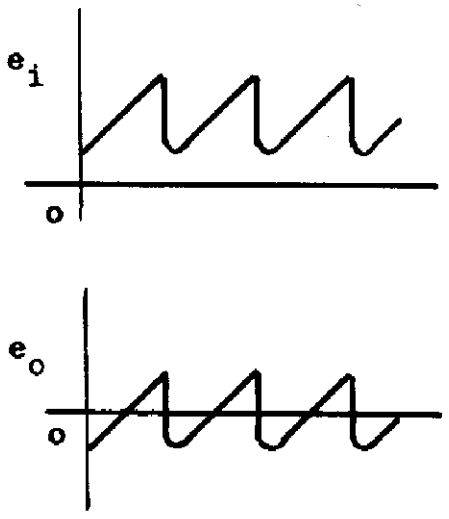




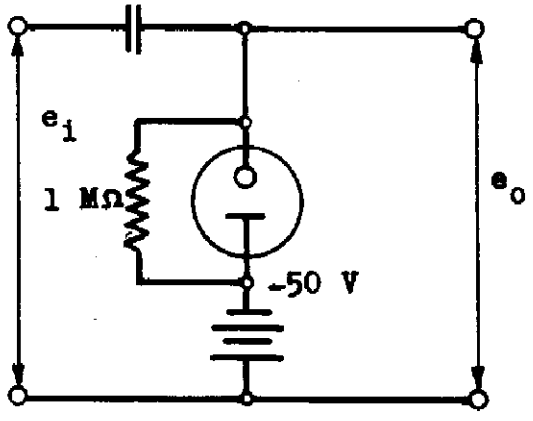


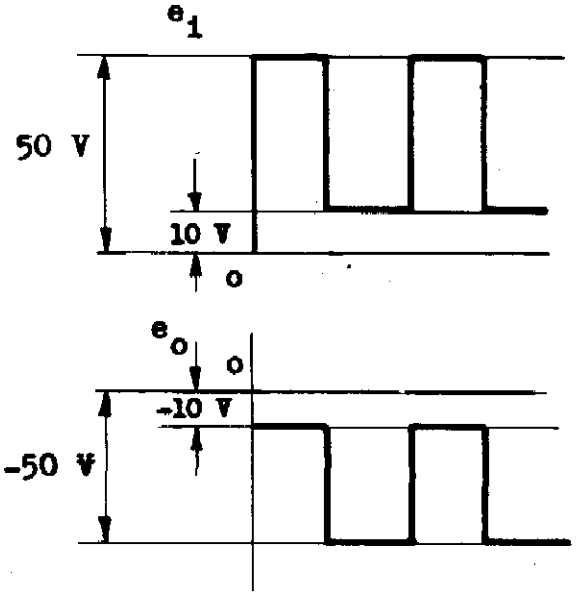
3.4 Clamper D.C. Restorer:





Gleichstrompegel wird verschoben mittels Veränderung von Spannung -E.



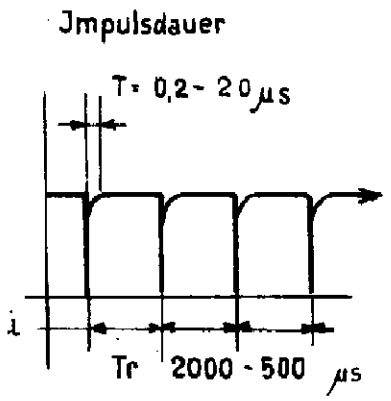


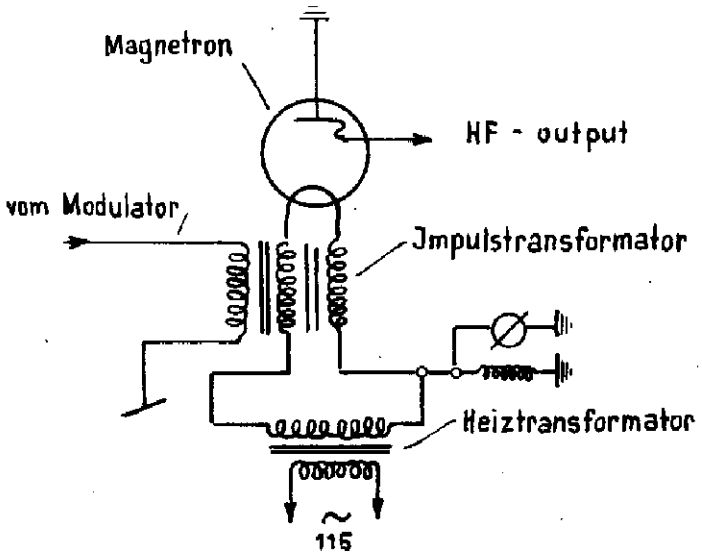
Oft stellt sich das Problem, einen Impulszug auf einen ganz bestimmten Pegelwert zu zwingen. Die Spannung an der Anode des CLAMPERS bestimmt den tiefsten Pegelwert. Wird dieser Pegel unterschritten, so arbeitet die Diode als Begrenzer.

1. **Allgemeines:**

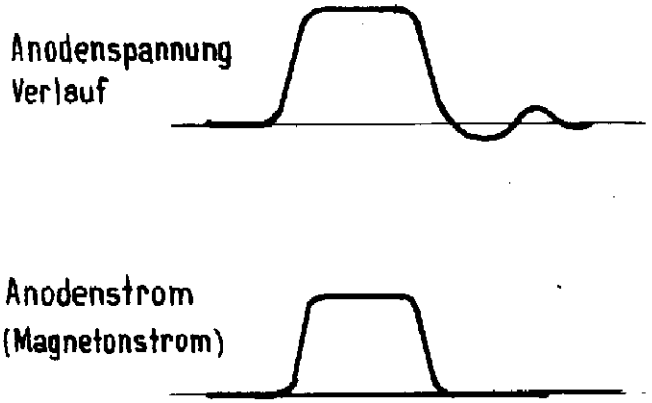
Die Sender von Radargeräten sind in der Regel Anoden-impuls-moduliert (für Trioden-Sender auch Gittermodulation). Der Modulator übernimmt die Aufgabe einen Impuls hoher Leistung zu erzeugen, der dem Magnetron bzw. der Triode zugeführt wird.

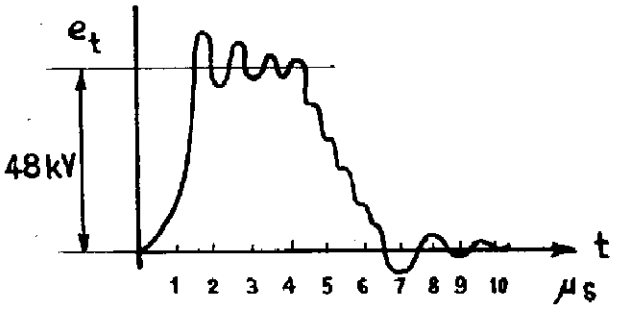
Beispiel:



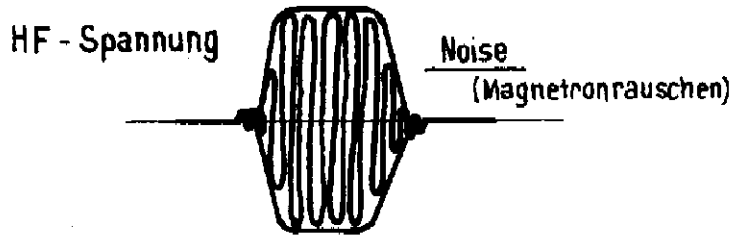


Impulse mit Rechteckcharakteristik (flacher Scheitel) sind erwünscht und teils sogar unumgänglich. Die Magnetronfrequenz ist sehr stark spannungsabhängig. Beim Betrieb von MTI Moving Target Indicator (Bewegliche Ziele Anzeige = Standzeichenlöschung) ist jedoch eine sehr hohe Frquenzstabilität notwendig (flacher Scheitel). Speziell für präzise Radargeräte (Feuerleitgeräte) sind Impulse mit steilen Flanken notwendig.





Impuls des Modulators am LGR 1



Idealisierte Kurvenform:

Der Magnetronstrom setzt erst bei einer gewissen Spannung ein. Die volle Leistung stellt sich während des flachen Stückes der Kurve ein. Die rise time der Spannung darf nicht zu steil sein, weil sonst das Magnetron nicht anschwingt.

Impulsdauer:	Frühwarngeräte:	2 - 20 µs	lange Impulse
	Feuerleitgeräte:	0,1 - 2 µs	kurze Impulse

2. Modulatoren-Typen:

Kurze Impulse: Impulsformung in künstlichen Leitungen (net works) oder in Blocking-oscillatoren

Lange Impulse: Darstellung in Multivibratoren oder Peakern

Leitungs-Impuls-Modulatoren:

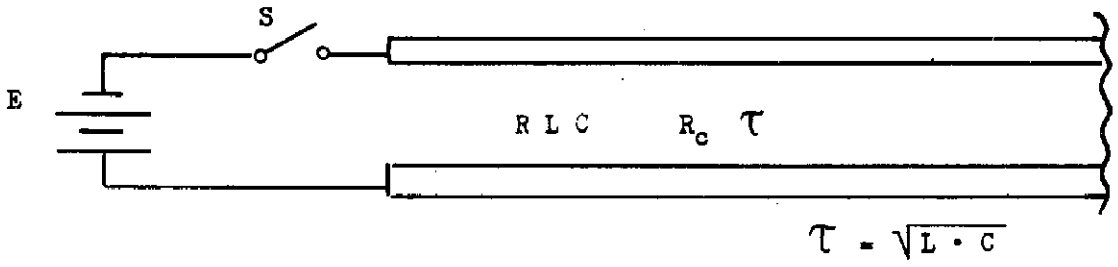
Formung eines Impulses hoher Leistung über künstlicher Leitung und direkte Zuführung zum Sender.

Treiber-Leistungsverstärker-Modulatoren:

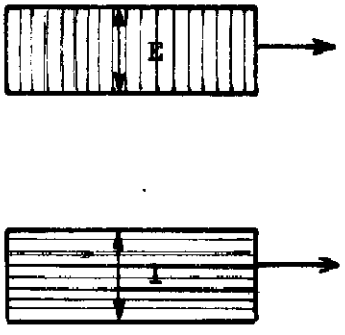
Der Impuls wird in einer Treiberstufe geformt und verstärkt und über eine Leistungsstufe dem Sender zugeführt.

3. Impulsformung in künstlichen Leitungen:

3.1 Die Daten einer Leitung:



Travel time



Die Fortpflanzungszeit: (Travel time) eines Impulses auf dieser Leitung beträgt

$$\tau = \sqrt{L \cdot C}$$

Die Eingangsimpedanz:

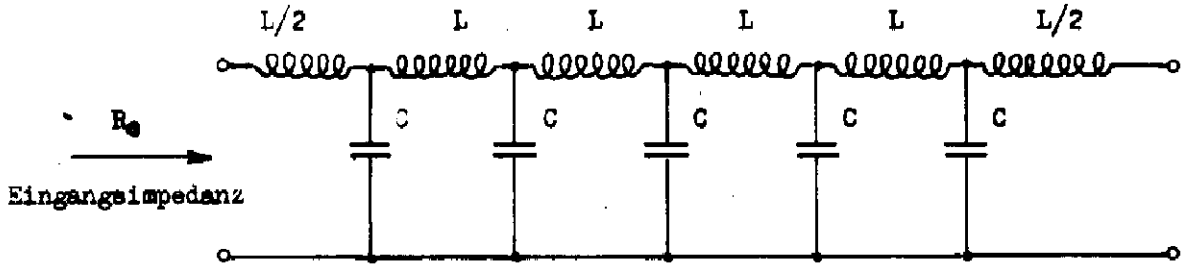
$$R_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Dabei bedeuten:

τ	=	Zeitkonstante pro Leitungsteilstück (section)	in sec.	
L	=	Induktivität " "	in Henry	Hy
C	=	Kapazität " "	in Farad	F
R_c	=	Eingangsimpedanz	in Ohm	Ω

Beispiel:

T- Typ



L = 10 mHy

C = 100 pF

5 Teilstücke

$$R_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{10^{-2}}{10^{-10}}} = \sqrt{10^8} = 10^4$$

$$R_c = 10^4\,\Omega$$

$$\tau = \sqrt{L \cdot C} = \sqrt{10^{-2} \cdot 10^{-10}} = \sqrt{10^{-12}} = 10^{-6}$$

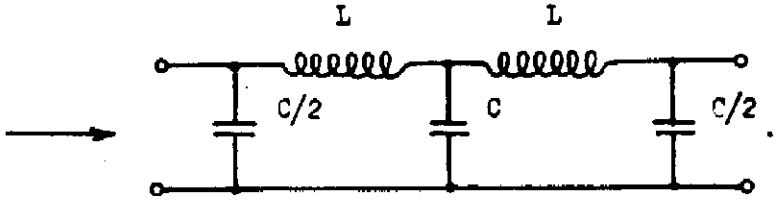
$$\tau = 10^{-6}\,S = 1\,\mu S$$

Zeit für Hin- und Rücklauf einer Wellenfront = $10\,\tau$ = 10 µS

3.2 Man unterscheidet grundsätzlich:

A. offene Leitungen:

π- Typ

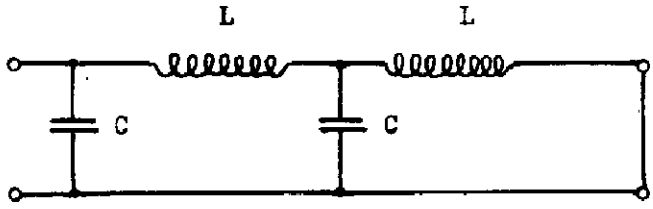


Beim Aufladen Charakteristik wie ein Kondensator

Diese Leitung kann zwischen den Impulsen langsam aufgeladen werden. Zur Impulstastung wird sie relativ rasch entladen.

B. kurzgeschlossene Leitungen:

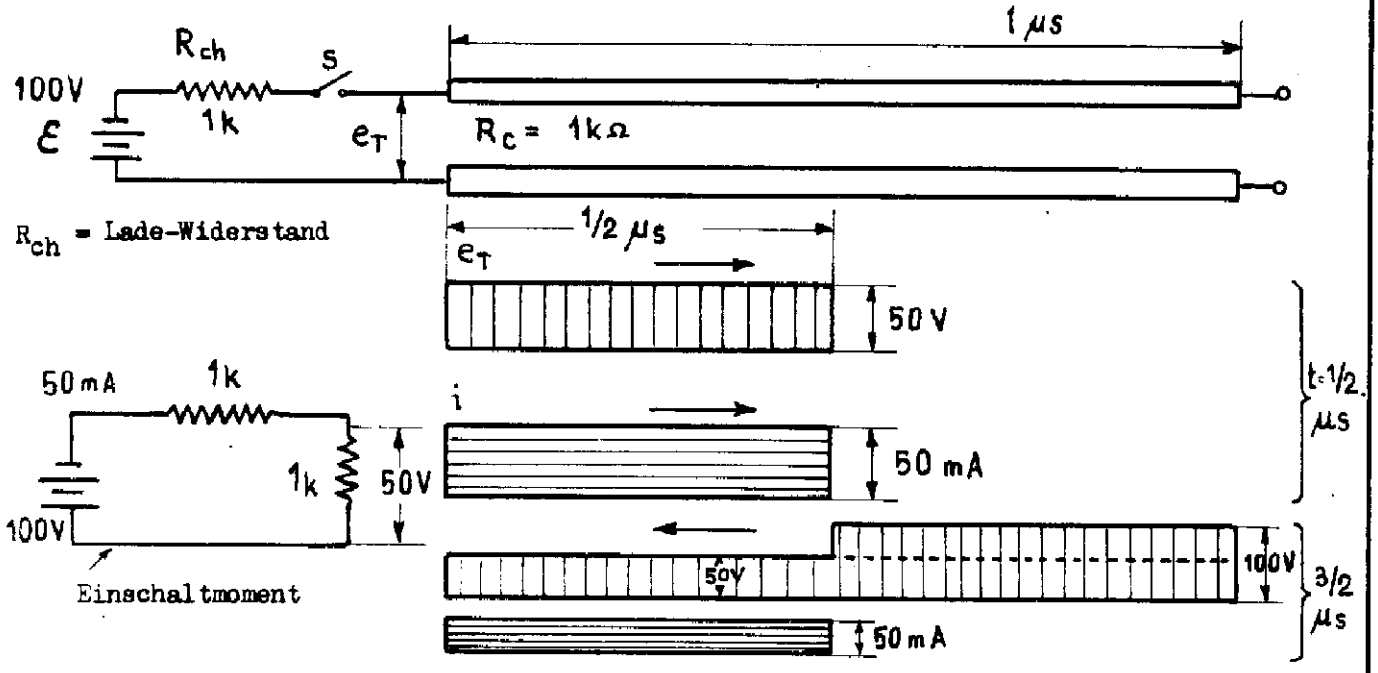
L- Typ



Zwischen den Impulsen führt diese Leitung einen Strom. Wird der äussere Stromkreis plötzlich geöffnet, so entsteht über der Leitung ein Spannungsimpuls.

3.3 Die Ladung einer künstlichen Leitung bei $R_{ch} = R_c$:

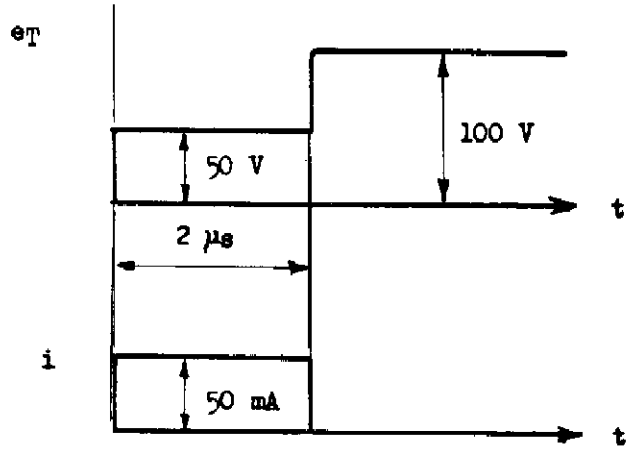
a) offene Leitung:



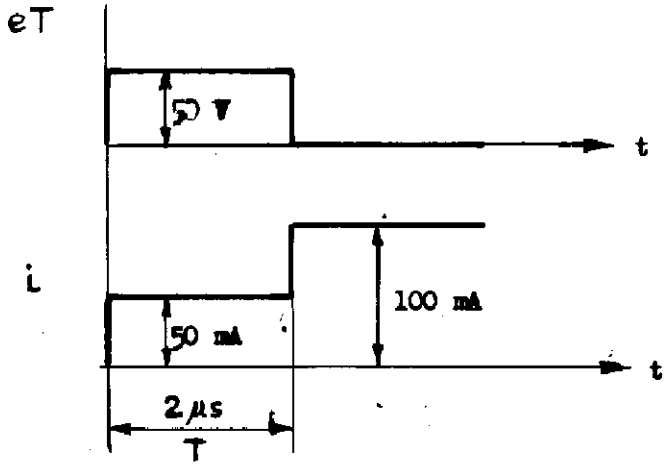
Die Batteriespannung hat einen Stromfluss von

$$i = \frac{E}{R_{ch} + R_c} = \frac{100}{2} = 50 \text{ mA}$$ zu Folge.

Die Spannung verteilt sich über $R_{ch} + R_c$ gleichmässig. Die Spannungsfront im Einschaltmoment beträgt also 50 V. Erreicht die Ladungsfront das offene Ende der Leitung, so wirken die Induktivitäten wie Batterien und laden die Kondensatoren von Ende gegen Anfang mit 50 mA auf 100 V. Diese 100 V-Front erscheint also am Leitungsanfang 2 µS nach dem Start der 50 V-Front.



b) kurzgeschlossene Leitungen bei $R_{ch} = R_c$:



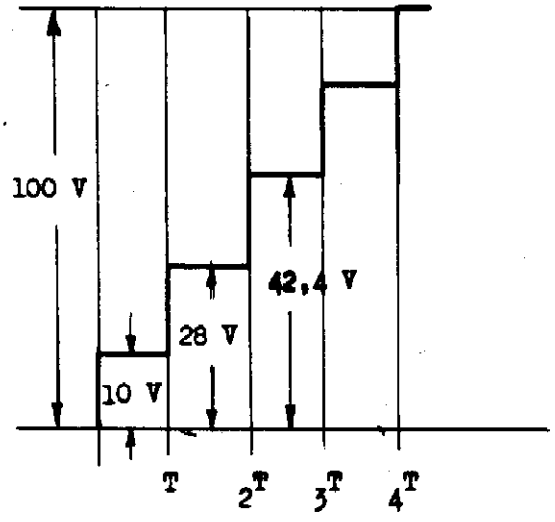
Zu Beginn der Aufladung verhält sich diese Leitung wie unter a). Sobald die Spannungsfront das Leitungsende erreicht (Kurzschluss), fällt die Spannung zusammen. Es läuft sofort eine Stromfront von 100 mA gegen Leitungsanfang. Nach 2 µS stellt sich also die Spannung 0 und ein Ruhestrom von 100 mA über der Leitung ein.

3.4 Die Ladung einer Leitung, wenn R_{ch} grösser als R_c :

Die Leitung wird in diesem Falle stufenweise auf die Batteriespannung aufgeladen.

Beispiel:

$R_{ch} = 9\ R_c$
$R_{ch} = 1800\ \Omega$
$R_c = 200\ \Omega$

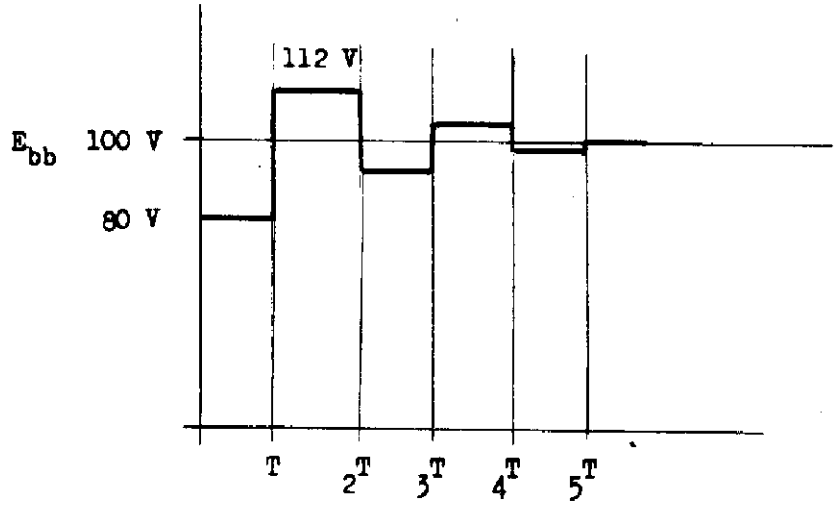


3.5 Die Ladung einer Leitung, wenn R_{ch} kleiner als R_c:

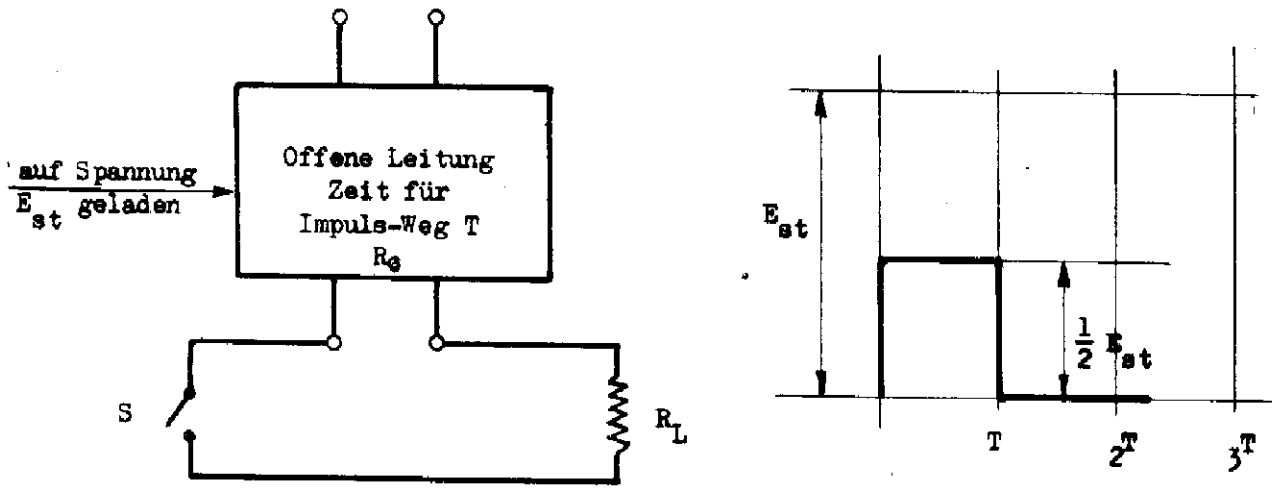
Weil die zurückkommende Spannungsfront die Batteriespannung überwiegt, ändert sich die Richtung der zweiten Spannungsfront. Es entsteht eine Ladekurve in Form einer gedämpften Schwingung.

Beispiel:

$R_{ch} = 0{,}25\ R_c$



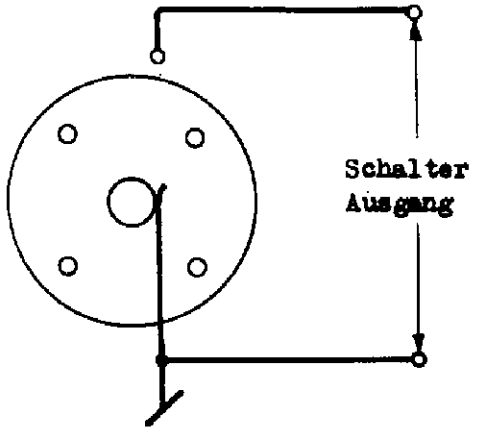
3.6 Impulsformung bei der Entladung einer offenen Leitung $R_c = R_L$

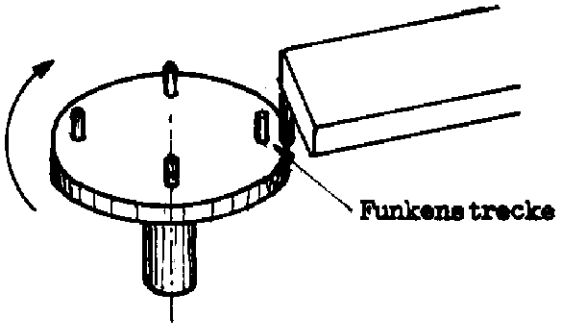


E_{st} = Spannung der offenen Leitung

4. Schaltvorrichtungen für Impulsformerleitungen:

4.1 Drehfunkenstrecke rotary spark gap





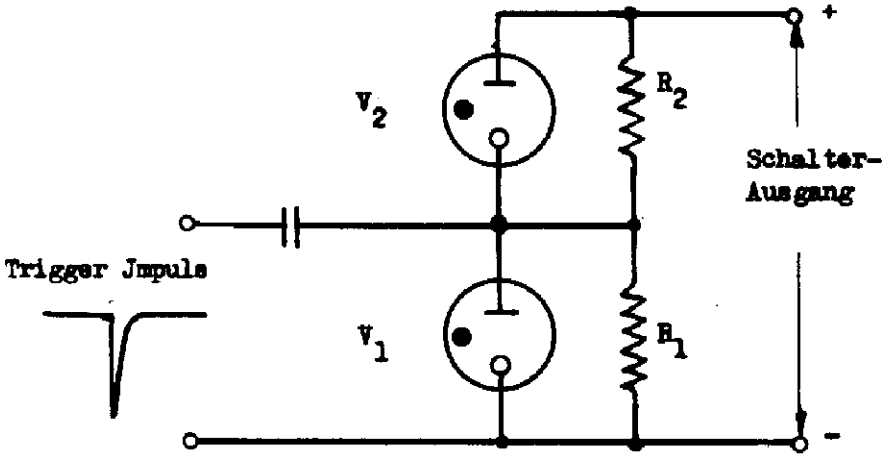
400 Impulse/sec

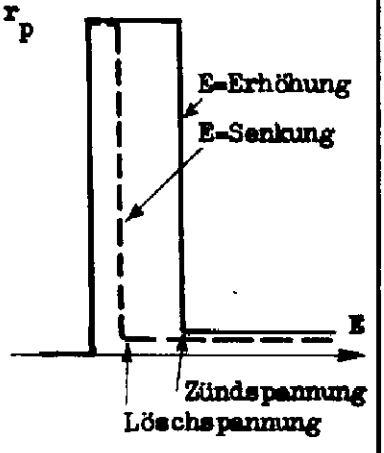
6000 Umdrehungen/min

Die Funkenstrecke muss wegen Radiostörung abgeschirmt sein. Die Brenndauer des Lichtbogens beträgt je nach Distanz der Elektroden einige $\frac{1}{10 \text{ tel}}$ uS. Belastbarkeit bis 1000 A.

4.2 Gasdioden als Schalter

r_p = Innenwiderstand der Röhre

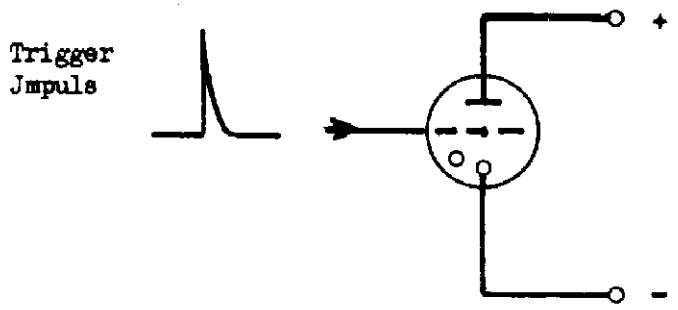




Zwei oder mehrere Kaltkathodendioden (Glimmlampen) können in Serie geschaltet werden. Gleiche Widerstände R_1 + R_2 über den Röhren teilen die Spannung derart, dass die Röhren noch nicht zünden. Der Trigger-Impuls erhöht die Spannung über der Röhre V 1. Parallel-Schaltung von V 1 + R 1 hat Erhöhung der Spannung über V 2 zur Folge. V 2 zündet ebenfalls, Schalter ist geschlossen.

Nachteil: grosser Trigger-Impuls notwendig, sehr empfindlich gegen Ueberlastung, unsichere Zündung von V 2.

4.3 Argon - Thyratron:



Die Spitzenspannung beträgt ca. 1 KV, also nur für Treiberstufen verwendbar.
Die Zündung kann bei negativer Gitterspannung verhindert werden. Nach erfolgter Zündung kann diese nur durch Absenken der Spannung zwischen Kathode und Anode gelöscht werden, nicht aber mit der Gitterspannung. Nach dem Verlöschen sperrt jedoch das negative Gitter sofort wieder. Steuerung durch positiven Trigger-Impuls am Gitter. Zündeinsatz sehr präzis.

4.4 Wasserstoff- (Hydrogen) -Thyratron:

Sehr üblich in Modulatoren mit Leitungs-Impuls-Formen (z.B. LGR-1).

Betriebsspannung	grösser als 8 KV
Betriebsstrom	" " 90 A mit 70 V Spannungsabfall
Trigger-Impuls	30-150 V am Gitter
Lebensdauer	bei 2000 Imp/sec ca. 900 Std.

4.5 Sättigungs-Induktor:

Es können Spulen konstruiert werden, deren L von der Sättigung des Kernes und damit vom Strom in der Spule abhängt.

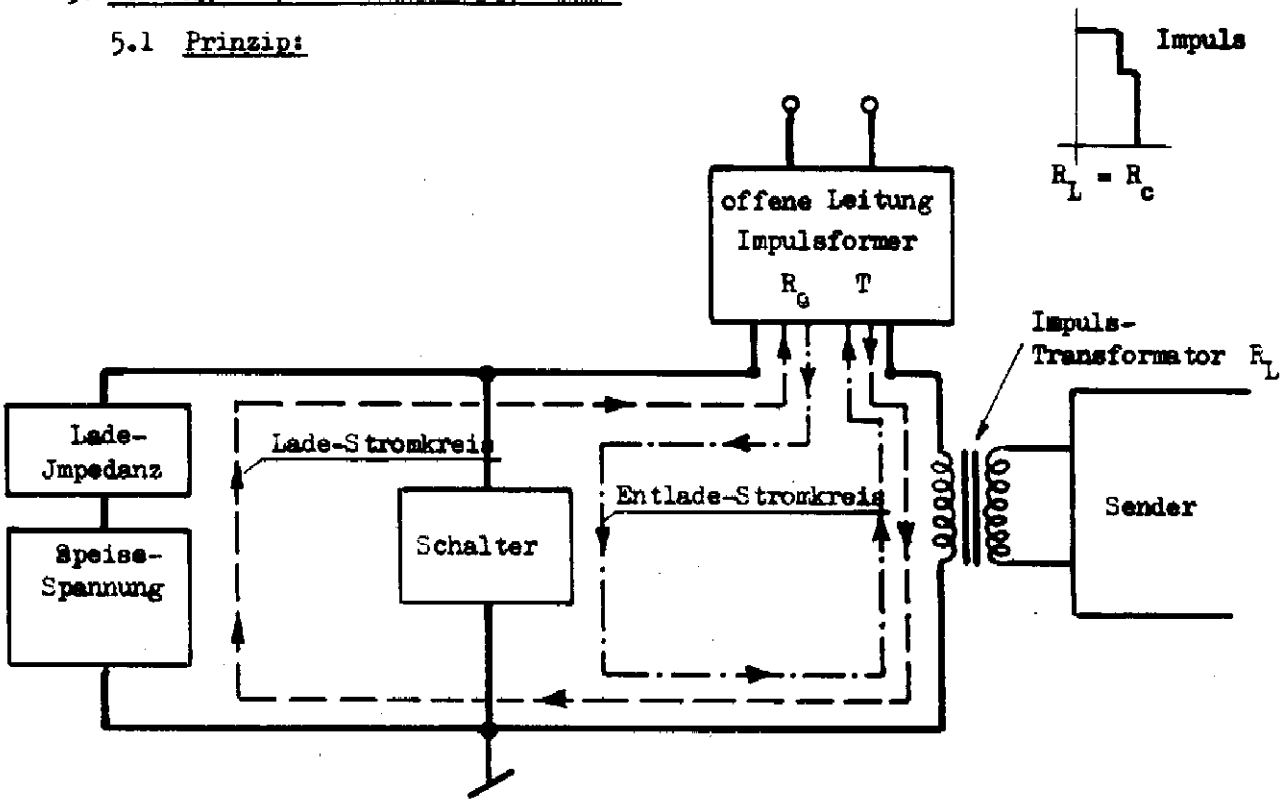
zum Beispiel:	bei niedrigem Strom	L =	1	Hy
	bei hohem Strom	L =	10^{-4}	Hy

Die Wirkungsweise ist ähnlich der Funkenstreckencharakteristik.

Vorteil: Robust, sehr lange Lebensdauer (mehrere 1000 Std.)
Nachteil: Schlechte Impulsqualität

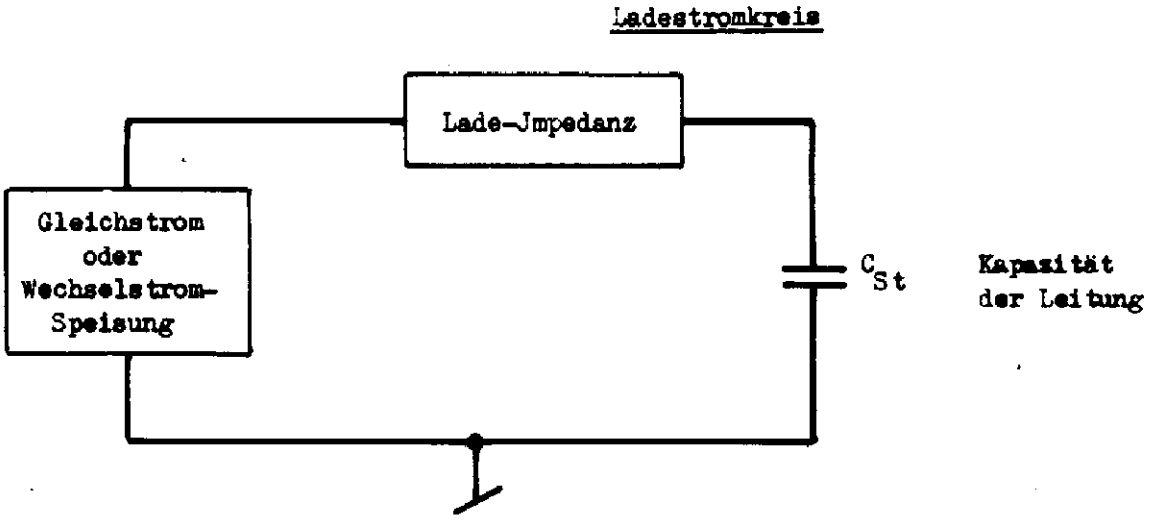
5. Leitungs-Impulsformer-Modulatoren:

5.1 Prinzip:



Die Speisespannung lädt die Leitung über die Ladeimpedanz und den Impulstransformator langsam auf (kleiner positiver Impuls auf Magnetronkathode hat keinen Einfluss).
Durch den Trigger-Impuls wird der Schalter geschlossen, die Leitung also über Schalter und Impulstrafo entladen. Das Magnetron erhält einen grossen negativen Rechteckimpuls, dessen Länge durch die Zeitkonstante T der Leitung bestimmt wird.
Für die Impedanz des Trafos gilt die Bedingung $R_L = R_C$.
Leitungsimpedanz = Belastungsimpedanz (Impulstrafo). Sie bestimmt die Qualität des Impulses.

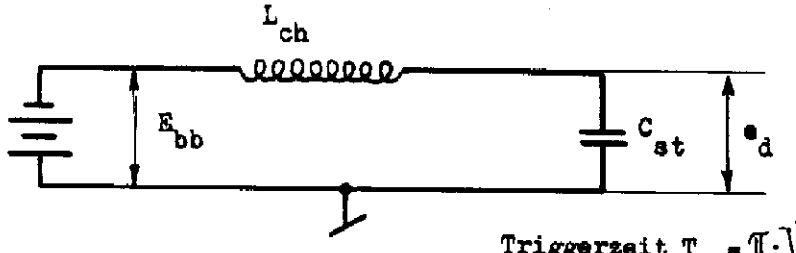
5.2 Lademethoden:



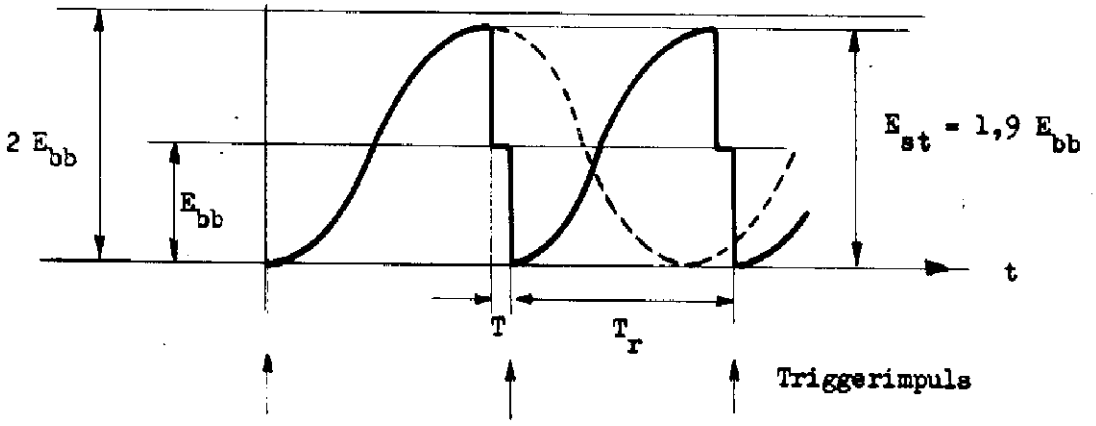
Der Ladevorgang geht derart langsam vor sich (begrenzt durch Ladeimpedanz), dass die Leitung als Kapazität C_{st} betrachtet werden kann.

R als Ladeimpedanz: wird höchstens für Treiberstufen verwendet, weil ein grosser Teil der Lade-Energie in R verbraucht wird.

Gleichstrom - Resonanz - Ladung



Triggerzeit $T_r = \pi \cdot \sqrt{L_{ch} \cdot C_{st}}$



Immer nach einem Impuls beginnt der Ladeprozess mit ungeladener Kapazität C_{st} und stromloser Ladeimpedanz L_{ch}.

C_{st} und L_{ch} bilden zusammen einen offenen Resonanzkreis, dessen Resonanzspannung ca. 2 x Ebb beträgt (Praktisch 1,9 x E_{bb} wegen Verlusten in R). Im Moment der maximalen Spannung wird der Schalter geschlossen durch Trigger. Ueber der Leitung entsteht eine Spannung von $\frac{E_{st}}{2} \simeq E_{bb}$. Dann beginnt der Prozess neu.

Um die maximale Spannung E_{st} zu erhalten, ist der Schalter immer bei Spannungsmaximum zu schliessen, das heisst, die Zeitkonstante des Schalters Tr soll die Hälfte der Ladeschwingungszeit betragen, also $Tr = \pi \sqrt{L_{ch} \cdot C_{st}}$.

Geringe Abweichungen von diesem Wert ergeben nur ganz geringe Spannungsabweichungen von E_{st}.

Vorteil: Gute Wirtschaftlichkeit, da sehr geringe Ladeverluste.

Nachteil: Notwendigkeit der Abstimmung von L_{ch} auf C_{st} und Tr.
Schwere Ladedrossel L_{ch}.

Der Anzeigeteil (Indicator) des Radargerätes hat die Aufgabe, den Impulszug der ankommenden Echos derart darzustellen, dass eine Auswertung und Vermessung der Impulse möglich ist. Dazu werden immer Kathodenstrahlröhren (CRT, Cathode Ray Tubes) verwendet.

A. Kathodenstrahlröhren:

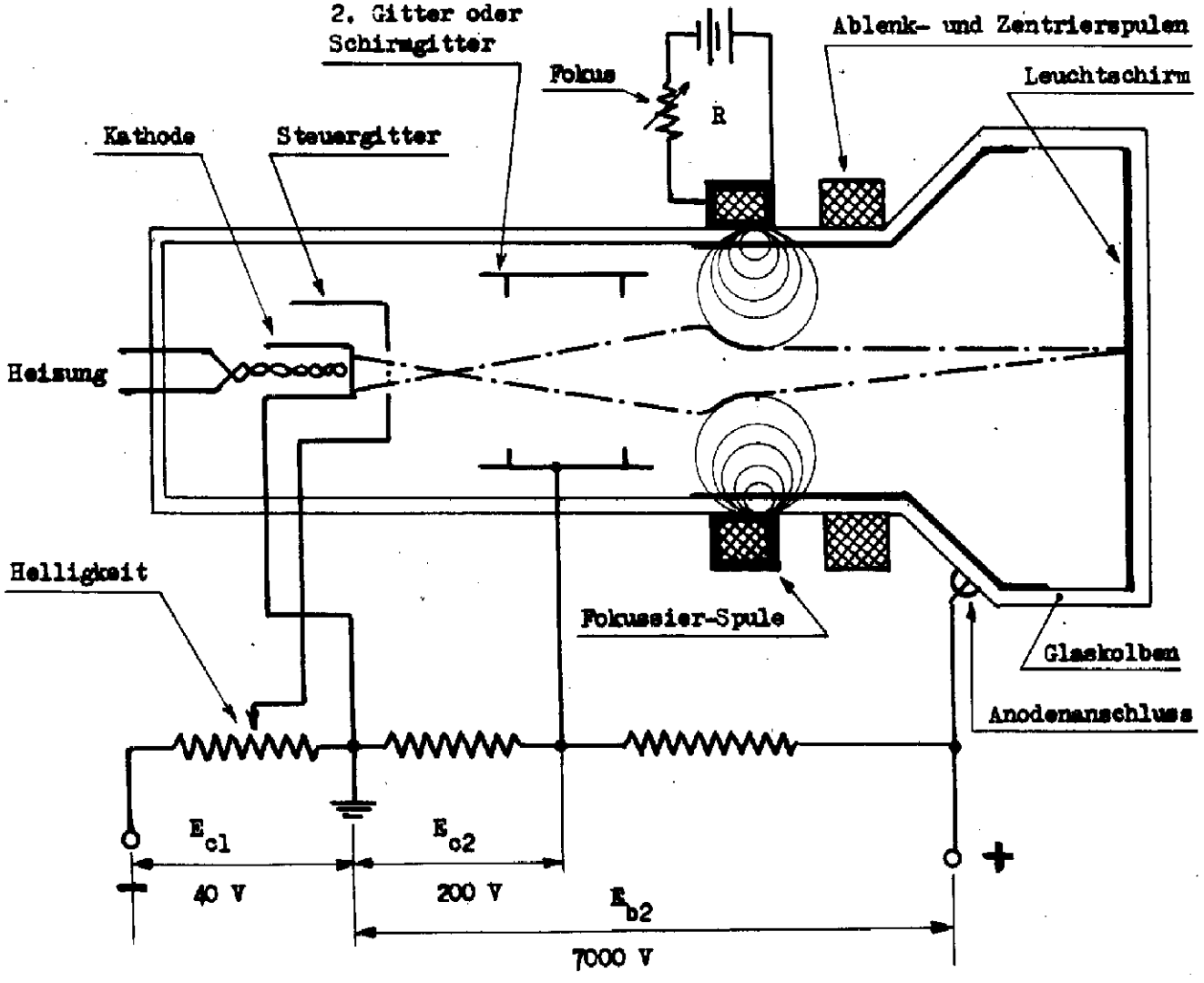
1. Allgemeines:

Man unterscheidet Röhren mit elektrostatischer und magnetischer Ablenkung.

Röhren mit magnetischer Ablenkung sind für grössere Helligkeit verwendbar (grössere Spannung). Sie sind mechanisch viel kürzer für gleiche Schirmdurchmesser und robuster als elektrostatische Röhren. Der Aufwand zur Darstellung eines Vorganges ist dagegen bei einer elektrostatischen Röhre viel einfacher. Ausserdem sind diese wesentlicher leichter (Flugzeuggeräte!).

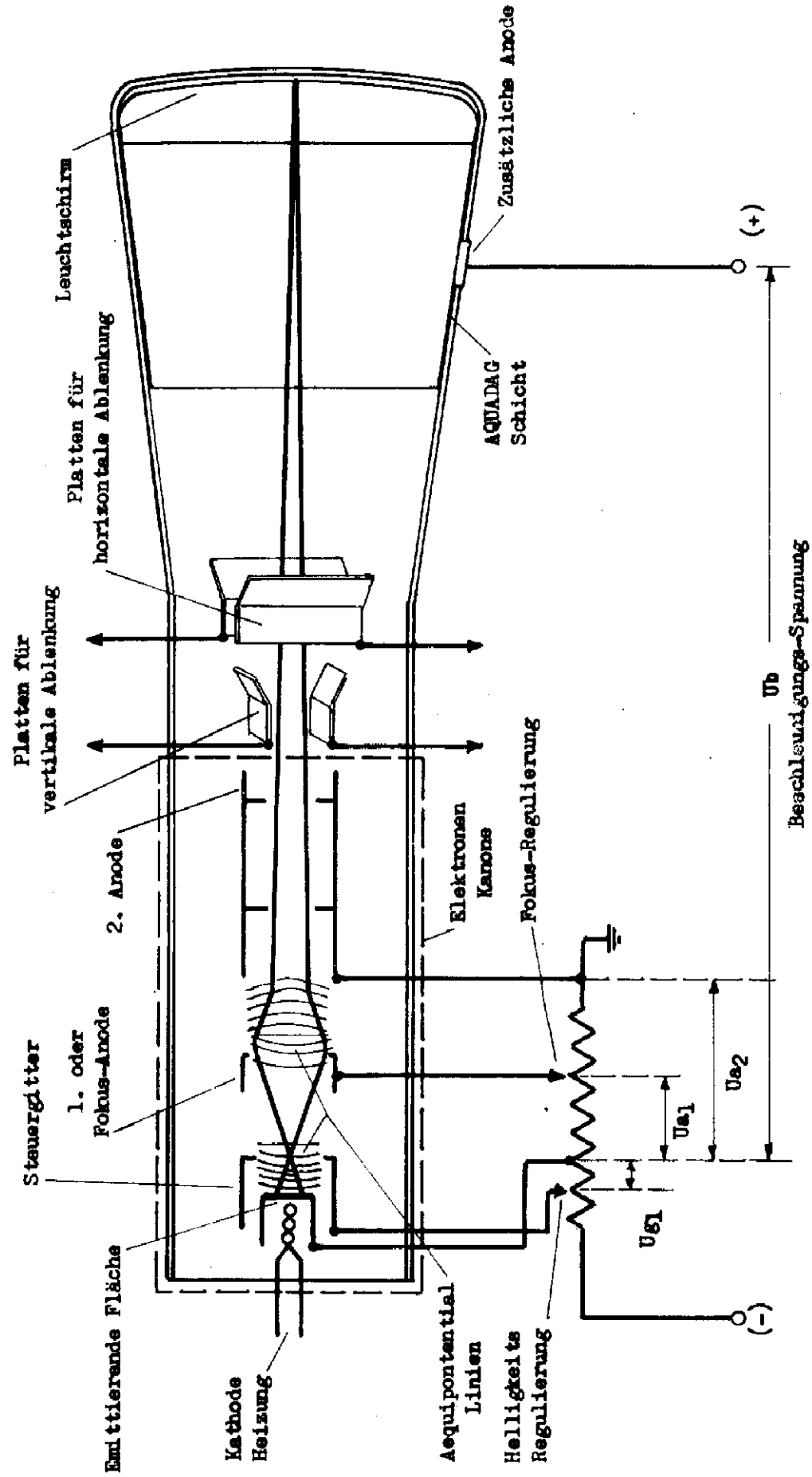
2. Elektrostatische Kathodenstrahlröhre (siehe Fig. Blatt 2)

3. Magnetische Kathodenstrahlröhre



Kathodenstrahlrohr

mit elektrostatischer Ablenkung



Die Elektronenkanone arbeitet ähnlich wie bei der elektrostatischen Röhre. Zur Fokussierung wird jedoch eine Spule verwendet, die sehr viele Windungen auf einem runden Weicheisenkörper mit Luftspalt besitzt. Alle Elektronen, die nicht in der Röhrenachse verlaufen, werden gegen das Spulenzentrum abgelenkt (Ablenkung immer senkrecht zu den Feldlinien). Das Mass der Ablenkung und damit die Fokussierung kann durch ein Potentiometer reguliert werden.

Man kennt auch Röhren mit permanenten Fokussiermagneten.

Strahlablenkung: Sie erfolgt durch ein Magnetfeld, das durch eine Spule mit vielen Windungen erzeugt wird. Man verwendet verschiedenartige Spulentypen in Luft und auf Eisenkern.

Vorsicht! Beim Auswechseln von Kathodenstrahlröhren ist grösste Vorsicht am Platze. Das Bersten einer Röhre (Implosion) hat eine ausserordentliche Zerstörungswirkung.

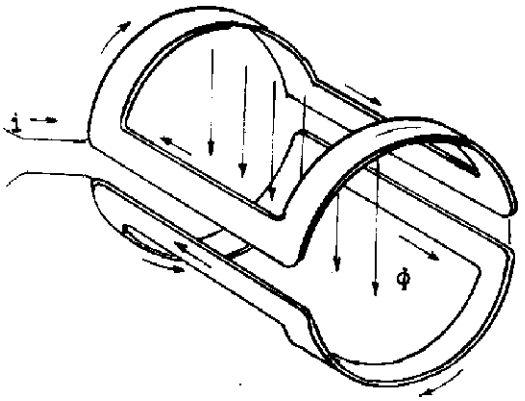
Regeln für den Umgang mit Kathodenstrahlröhren:

1. Beim Transport Röhren immer am Boden schleifen, nicht tragen.
2. Beim Heben und Einsetzen von Kathodenstrahlröhren Handschuhe, Körper- und Kopfschutz (Fedithelm) tragen.
3. Sind weitere Personen und Geräte in der näheren Umgebung, Arbeitsstelle mit Holzwänden umgeben und abschirmen.

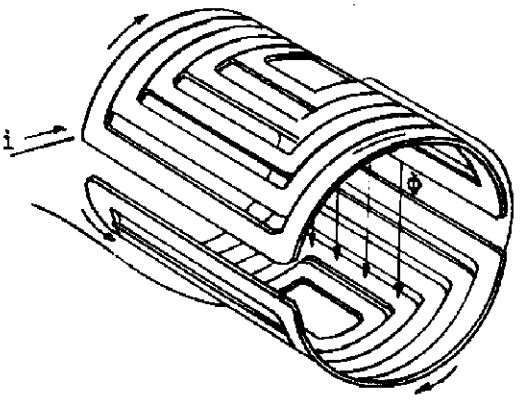
4. Daten von Kathodenstrahlröhren (Beispiele):

Typ	Ablenkung	F_{b2} V	F_{b1} V	F_{c1} für cut off V	Ablenkfaktor V / inch
5BP1	statisch	2000	450	ca. -40	ca. 84
5CP1	statisch	1500	431	ca. -45	ca. 55
5FP7, 7BP7, 12DP7	magnetisch	7000	250	ca. -45	

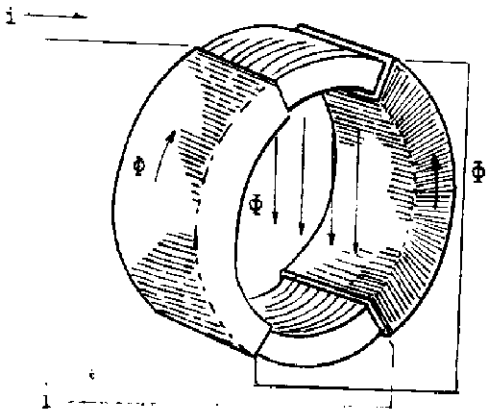
SOLENOID - Spule



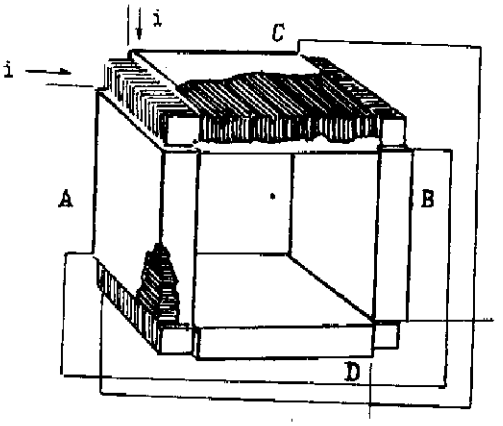
SOLENOID - Spule

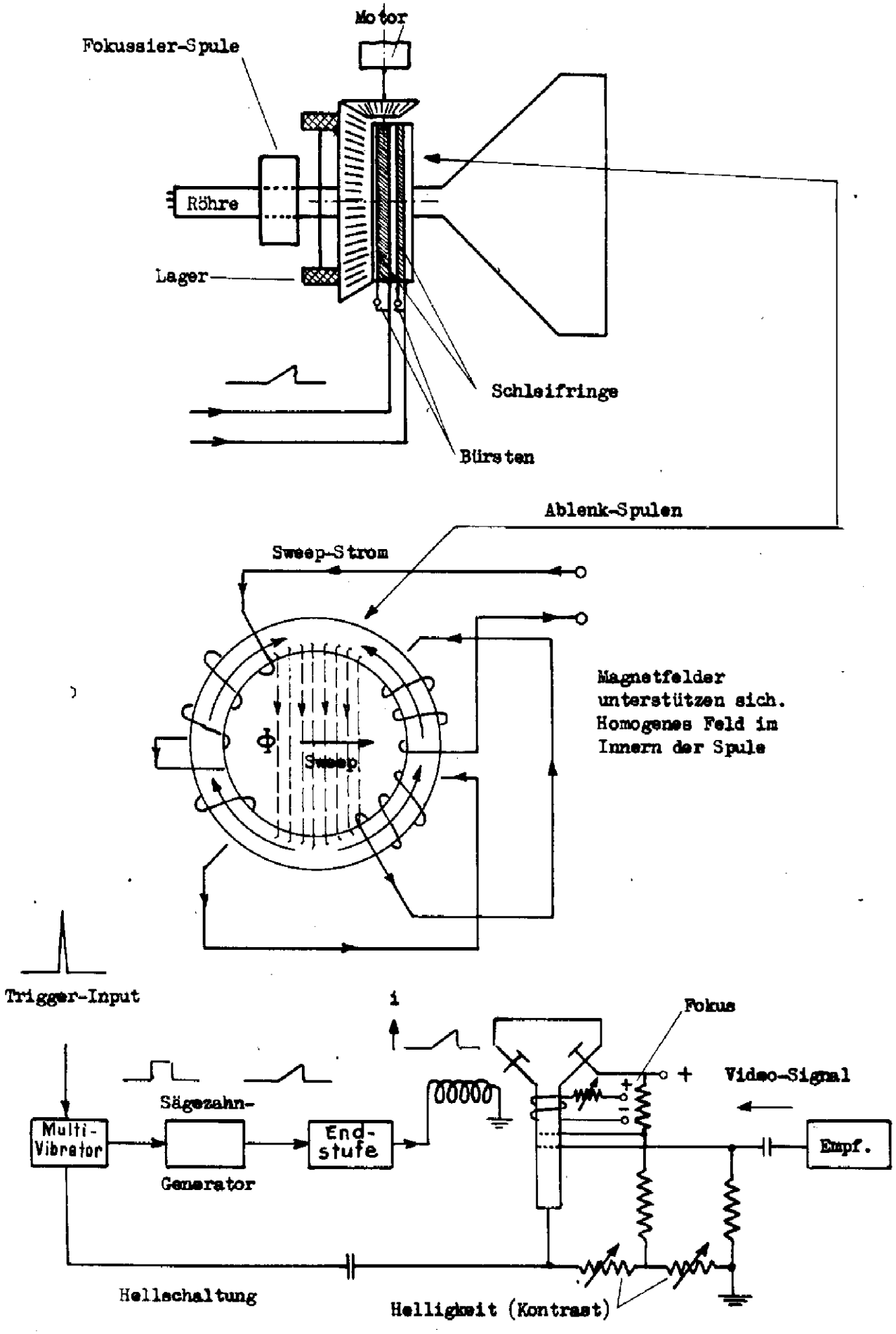


Eisenkern mit TOROIDAL - Wicklung



Spule mit Rechteck-Eisenkern




Motor
Fokussier-Spule
Röhre
Lager
Schleifringe
Bürsten
Ablenk-Spulen
Sweep-Strom
Magnetfelder unterstützen sich. Homogenes Feld im Innern der Spule
Φ
Sweep
Trigger-Input
i
Fokus
+
Video-Signal
Sägezahn-
Multi-Vibrator
Generator
End-stufe
Empf.
Hellschaltung
Helligkeit (Kontrast)

In Radargeräten stellt sich sehr oft das Problem, die Stellung einer Welle auf die Stellung einer zweiten Welle zu übertragen, oder beide Stellungen zu vergleichen.

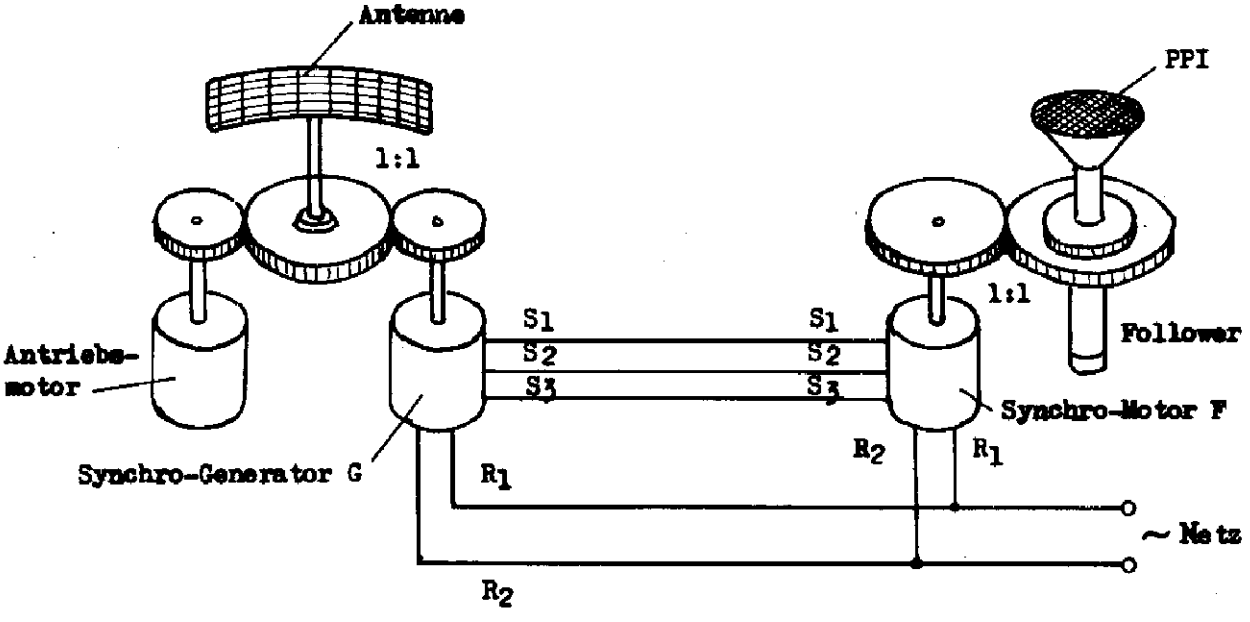
Beispiele: 1. Die Antennenstellung (Azimut) wird auf die Ablenkspulen des PPI übertragen.

2. Durch einen Zeiger am PPI-Rohr kann die Antenne des Höhenfinders in eine bestimmte Azimutstellung gebracht werden. Diese Uebertragung kann auf elektrischem Weg geschehen.
Wo es sich um eine reine Wertübertragung handelt (Anzeige, kleine Leistung) wurden sogenannte Synchros (Selsyn, Magslip) verwendet.

Wenn die Steuerung ein gewisses Drehmoment erfordert, sind sogenannte Servomechanismen anzuwenden, wobei diese in der Regel Synchros enthalten.

A. Synchros.

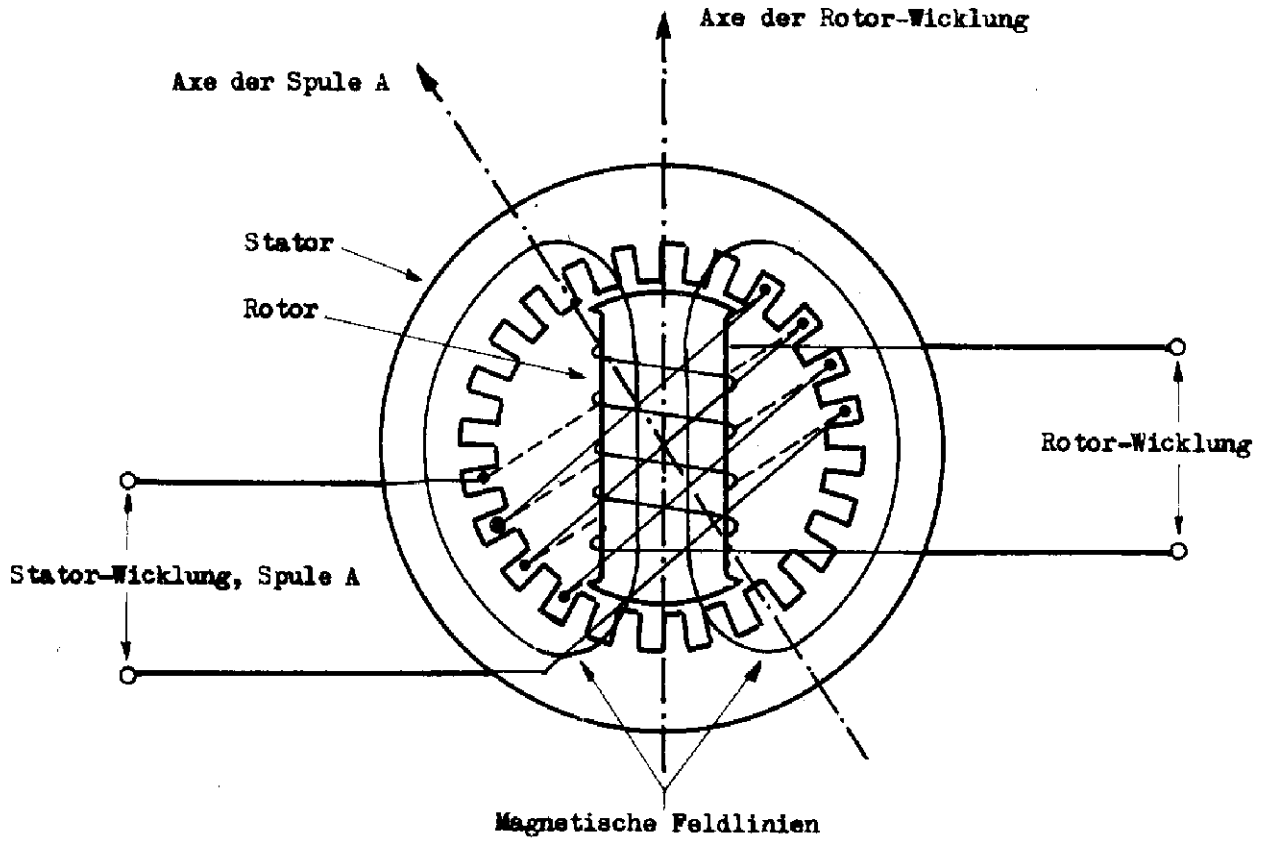
Synchros sind kleine Drehstrommaschinen.



1. Allgemeines.

Im Beispiel wird der Winkelwert der Antenne auf das PPI-Rohr übertragen. Das Uebersetzungsverhältnis ist dabei in der Regel nicht 1 : 1 sondern z.B. 1 : 24 (LGR 1), was eine Erhöhung der Genauigkeit zur Folge hat.

Querschnitt eines Synchro-Motors oder -Generators

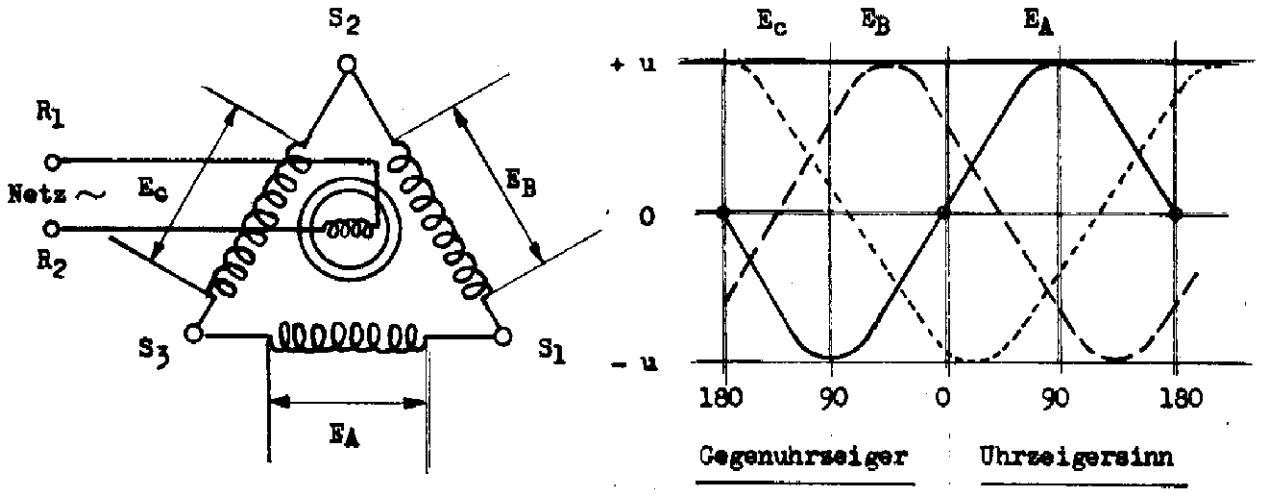


Der Generator G wird oft Transmitter oder Sender genannt, der Motor F Follower oder Receiver. Empfänger F unterscheidet sich von G darin, dass er Kugellager und Dämpfer besitzt.

Jede Maschine hat einen Stator und einen Rotor. Der Rotor besitzt eine Wicklung. Er ist immer zweipolig (1 Polpaar). Die Zuführung erfolgt über zwei Schleifringe. Die Klemmen sind in der Regel mit R 1, R 2 oder auch X Y bezeichnet.

Der Stator besitzt drei Wicklungen in Schlitzen. Diese Wicklungen sind um 120° zueinander versetzt. Sie sind in Stern (⅄) oder in Dreieck (Δ) geschaltet. Diese Schaltung hat keinerlei Einfluss auf die Wirkungsweise der Synchros.

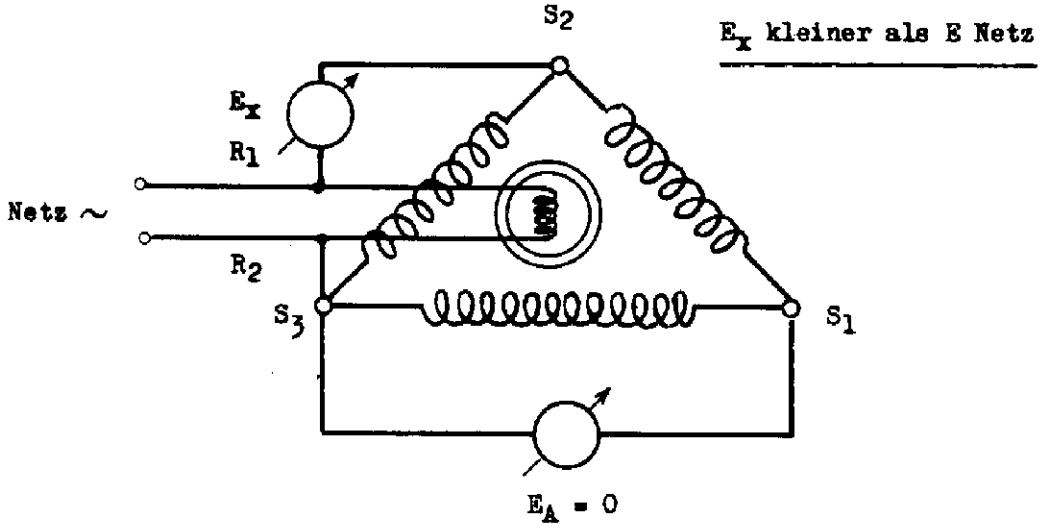
2. Funktionsweise des Synchros.



Die Grösse der Spannungen E_A E_B E_c hängt vom Windungszahlverhältnis Rotor : Stator und von der Stellung der Spulen zur Rotorspule ab. Steht eine Spule (A) parallel zur Rotorwicklung, so ist deren Spannung ein Maximum (Σ A). Wird der Rotor so gedreht, dass die Spule senkrecht zum Rotor steht, so wird die Spannung 0. Wird der Rotor weitergedreht, so wird die Phasenlage gedreht.

Die Stellung des Rotors wird in Bezug auf die elektrische Nullstellung des Synchros angegeben.

Diese Nullstellung befindet sich dort, wo die Spannung $E_A = 0$ ist und E_B bzw. E_c in Phase liegt mit der Netzspannung.



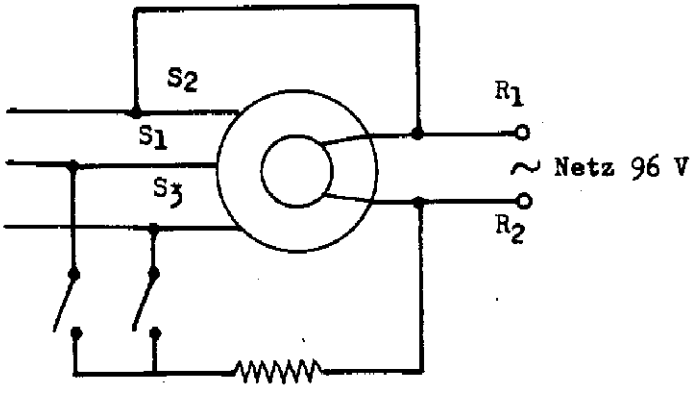
Beispiel:

$E_{Netz} = 50$ V

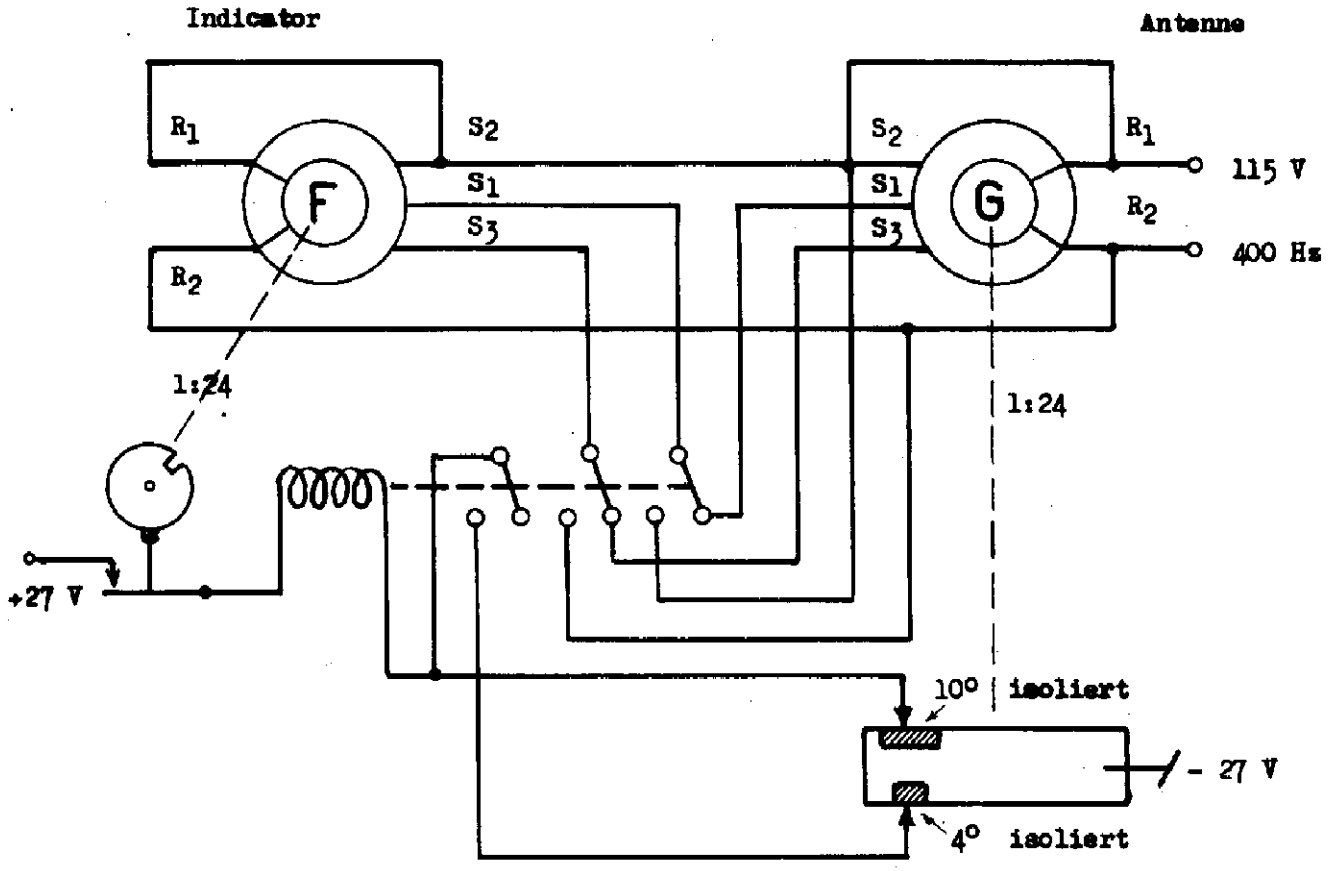
für $E_A = 0$ wird $E_{X1} = 83$ V

$E_{X2} = 7$ V = Nullstellung

Elektrische Nulleinstellung



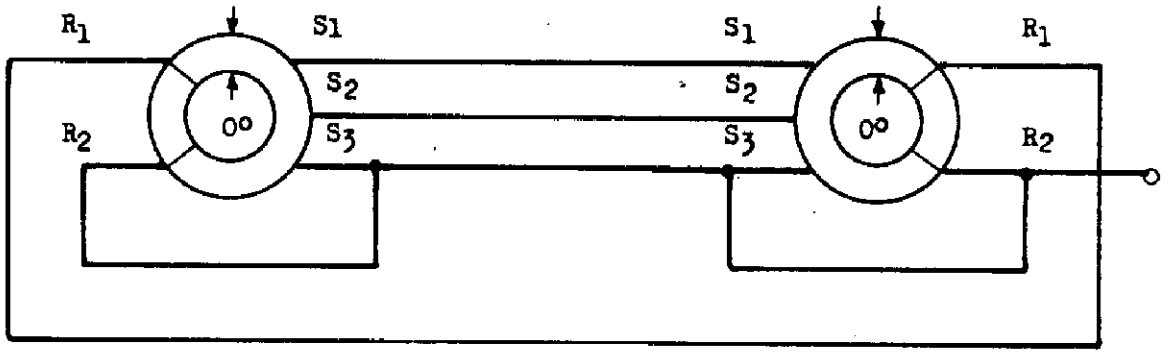
Synchronisation beim LGR 1.



Um die übertragenen Wickelwerte genau zu erhalten, wird meistens nicht ein 1 : 1 - Getriebe z.B. zwischen Antenne und Synchro-Generator verwendet, sondern ein Uebersetzungsgetriebe mit Ritzel und Zahnrad. Beim LGR 1 z.B. ist ein Uebersetzungsgetriebe 1 : 24 verwendet. Wenn also die Antenne (bzw. die Sweep Linie am PPI) eine Umdrehung macht, so macht der Synchro deren 24. Damit ist natürlich der Gleichlauf nicht ohne weiteres gewährleistet, weil ja Generator und Motor um einige Umdrehungen ausser Tritt sein können. Die skizzierte Vorrichtung dient zur Synchronisation. Ein Motor treibt die Antenne an. Der Indicator läuft mit, bis die Nockenscheibe + 27 V anlegt. Das Relais zieht und bringt den Synchro-Motor in die elektrische Null-Lage. Der Synchrogenerator dreht weiter bis das 4°-Segment das Relais abfallen lässt und der Synchromotor wieder mitgenommen wird. Das 10° - Segment verhindert ein Arbeiten des Relais, wenn die Synchronisation in Ordnung ist.

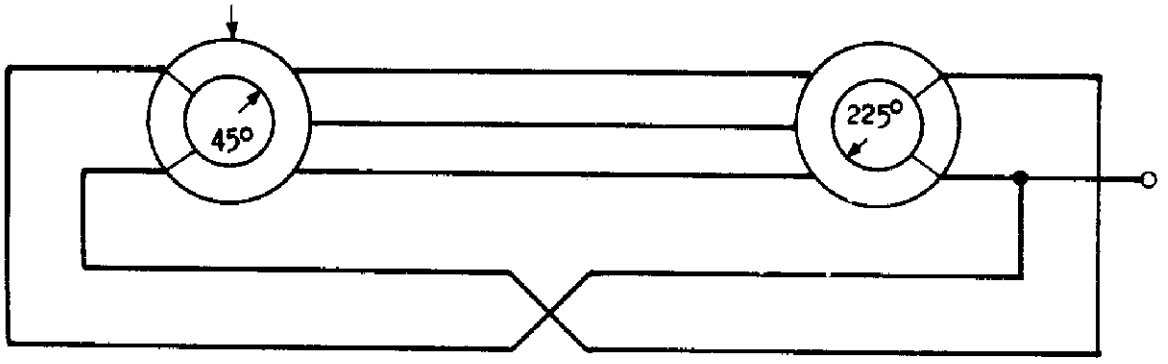
3. Zusammenschaltung von Synchros.

a.



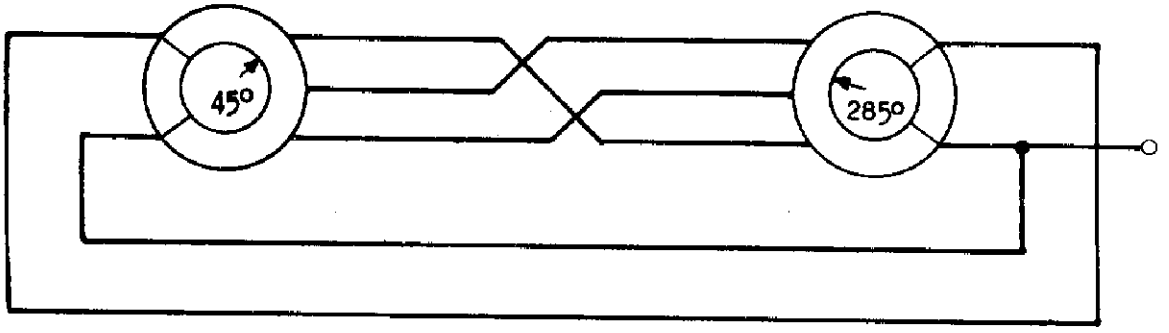
Winkel am Generator = Winkel am Motor

b.



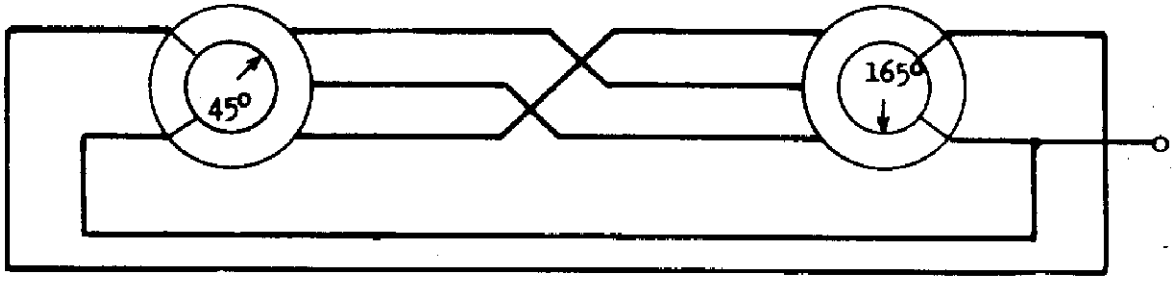
Winkel am Generator um 180° versetzt zu Winkel am Motor

c.



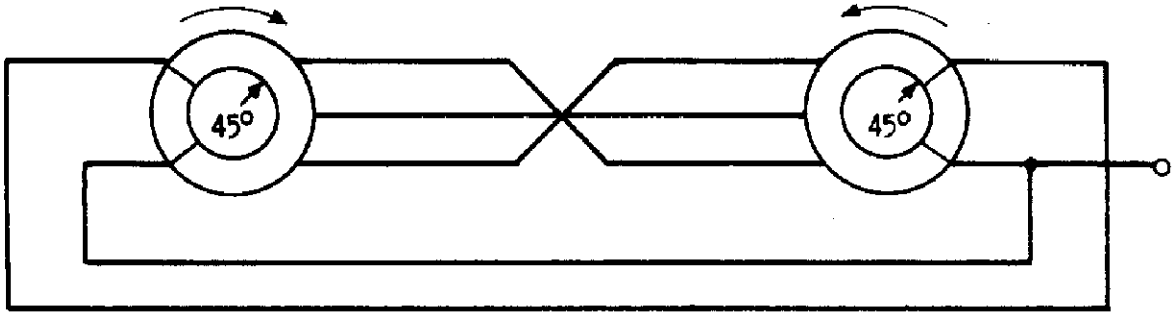
Der Motor läuft um 120° nach.

d.



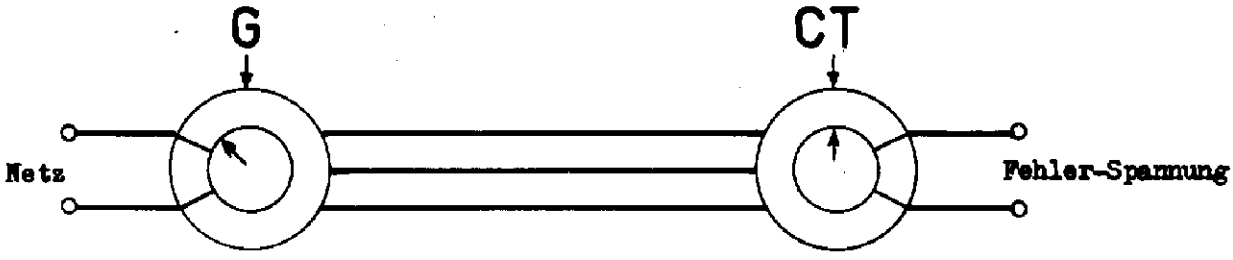
Winkel von Motor läuft um 120° vor.

e.

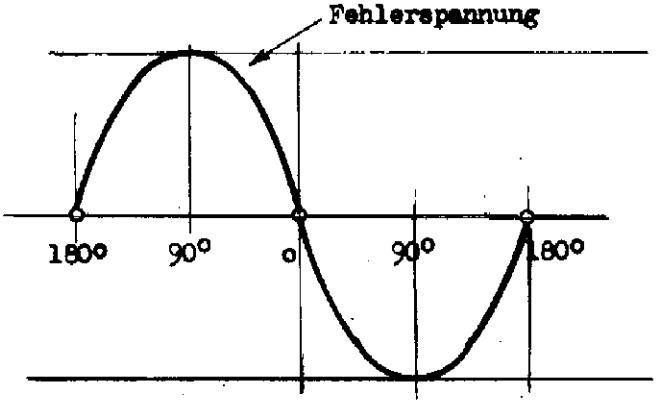


Drehrichtung wird geändert.

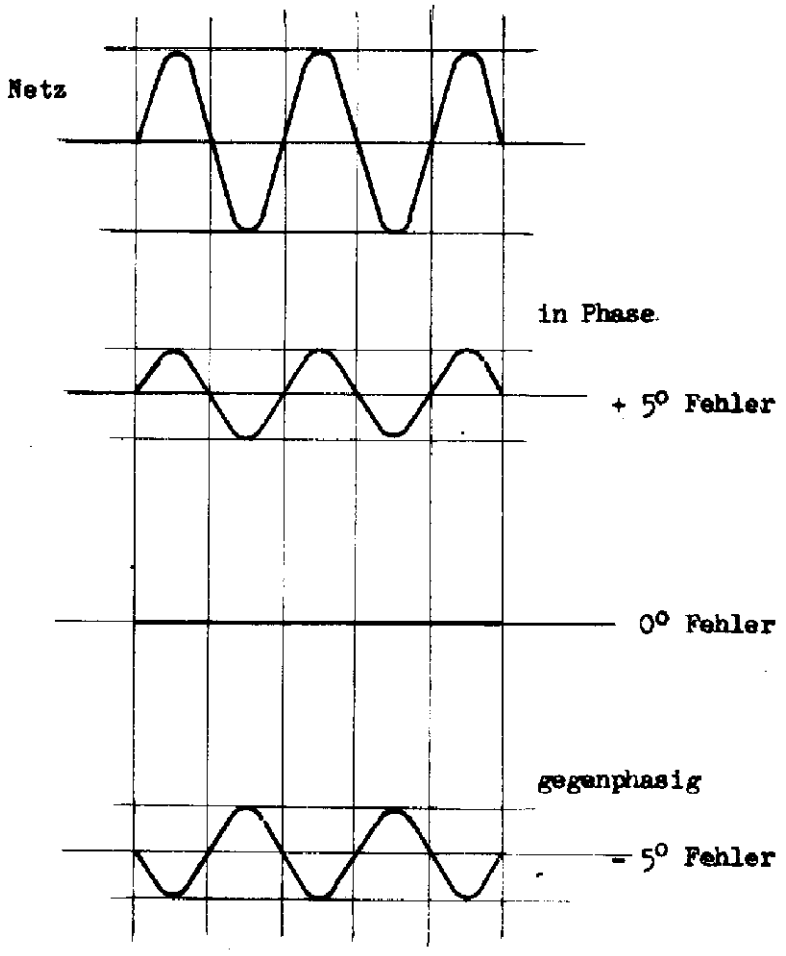
4. Kontrolltransformator (CT)



Der Kontrolltransformator gibt eine Vergleichsmöglichkeit für 2 Wellenstellungen. Die Fehlerspannung ist je nach Richtung und Grösse ein Mass für den Winkelunterschied der beiden Synchrostellungen.



Fehlerspannung am Ausgang des CT in Funktion der Winkeldifferenz zwischen Generator + Kontr.-Transf.

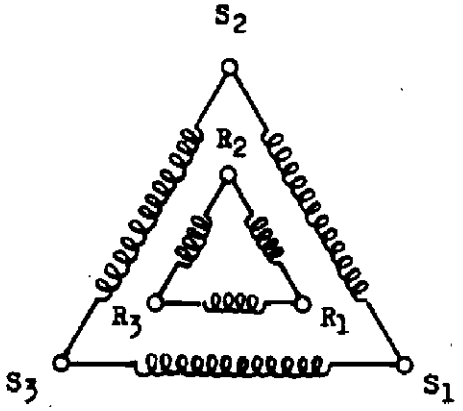


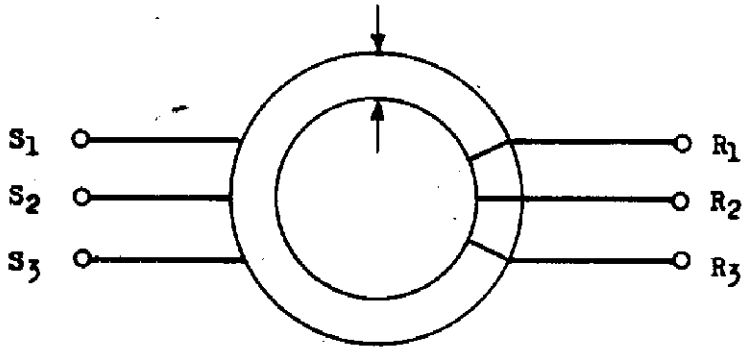
Diese CT werden zur Steuerung von Servogruppen verwendet.

In Servoverstärkern wird die Fehlerspannung verarbeitet und zur Steuerung der Motoren verwendet. Die Grösse der Fehlerspannung diktiert dabei die Drehzahl, die Phase die Drehrichtung.

Differential - Synchros.

Der Differential-Synchro setzt uns in die Lage, die Summe oder die Differenz der Stellungen von 2 Eingangswellen auf eine Ausgangswelle zu übertragen.





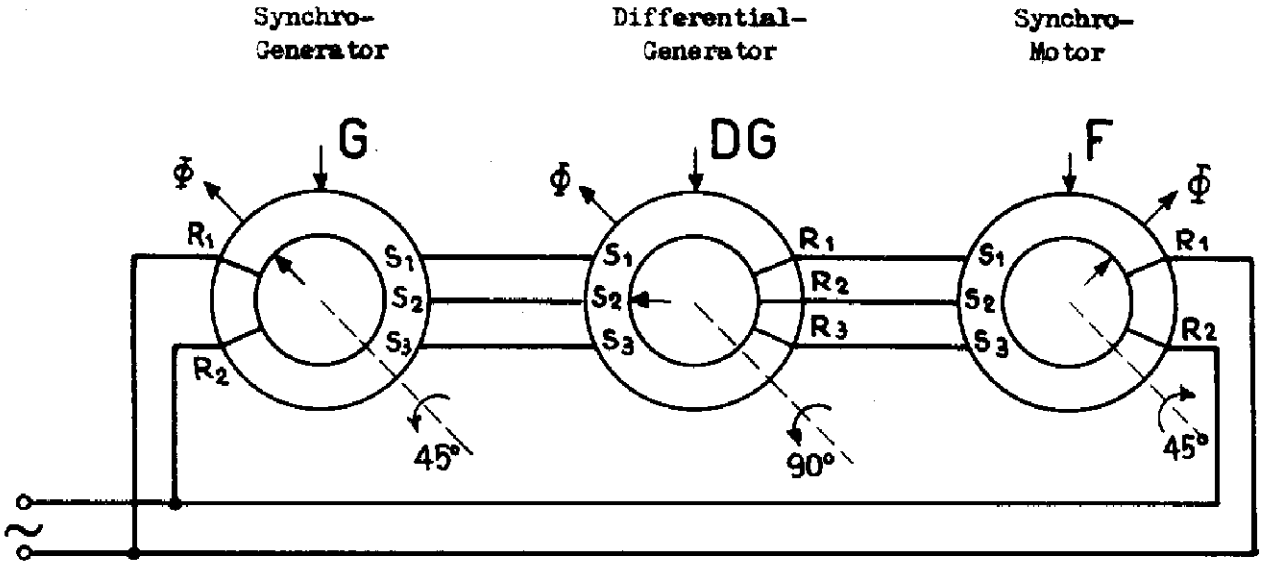
Der Differenzialsynchro hat einen gleichen Stator wie der gewöhnliche Synchrogenerator oder Motor. Die Differenz liegt darin, dass der Rotor 3 Wicklungen, die gegeneinander um 120° versetzt sind, aufweist.

Die elektrische Nullstellung dieses Synchros ist die Position, in welcher die entsprechenden Spulen des Stators und des Rotors parallel liegen. In dieser Stellung zeigt ein auf dem Stator angebrachter Pfeil die Richtung des magn. Flusses an. Aehnlich zeigt ein auf dem Rotor angebrachter Pfeil die Flussrichtung in demselben.

Der Differential-Synchro-Generator ist normalerweise als Einheit zwischen den Ausgang eines normalen Synchrogenerators und den Eingang eines Synchromotors oder Kontrolltransformators geschaltet. Seine Aufgabe ist es ein Signal zu empfangen, das mit einer gewissen Winkelposition vom Synchrogenerator geliefert wird, dieses Signal mit demjenigen, das der eigenen Rotorstellung entspricht, zu modifizieren und ein entsprechendes Signal an den Ausgangssynchro zu liefern.

Der Differential-Motor hat 2 elektr. Eingänge für 2 separate Synchro-Generatoren und zwar die Rotor- und die Statorwicklung. Der Ausgang ist mechanisch als Stellung der Rotorwelle.

Die folgende Figur zeigt die Wirkungsweise eines Differentialgenerators:



Die Statorspannungen des Generators G sind an die Statorwicklungen des Differentialgenerators DG gelegt und erzeugen in diesem ein gleich gerichtetes Feld wie im Generator G. Das Feld im Synchrogenerator ist wegen dem um 45° verdrehten Rotor um den gleichen ∢ im Gegenuhrzeigersinn verschoben, somit ebenfalls das Feld im Differentialgenerator.

Die Rotorspannungen des DG hangen in gleicher Weise von der Position des Magnetfeldes im Stator ab, wie die Statorspannungen von der Rotorstellung beim gewöhnlichen Synchrogenerator.

In obiger Figur ist der Rotor des DG um 90° im Gegenuhrzeigersinn vom elektrischen Nullpunkt verschoben, so dass die Flussrichtung um 45° im Uhrzeigersinn vom Rotorreferenzpfeil verschoben ist. Aus diesem Grund verursachen die Rotorspannungen des DG im Synchromotor F einen Fluss, der um 45° im Uhrzeigersinn vom Statorreferenzpfeil verschoben ist. Der Rotor von F stellt sich somit in die Richtung des Feldes.

In diesem Beispiel wandelt der Differentialsynchro eine 45° - Gegenuhrzeigersinn Drehung des Synchrogenerators durch Subtraktion einer 90° - Gegenuhrzeigersinn-Drehung in eine 45° - Uhrzeigersinn-Drehung im Motor F um somit

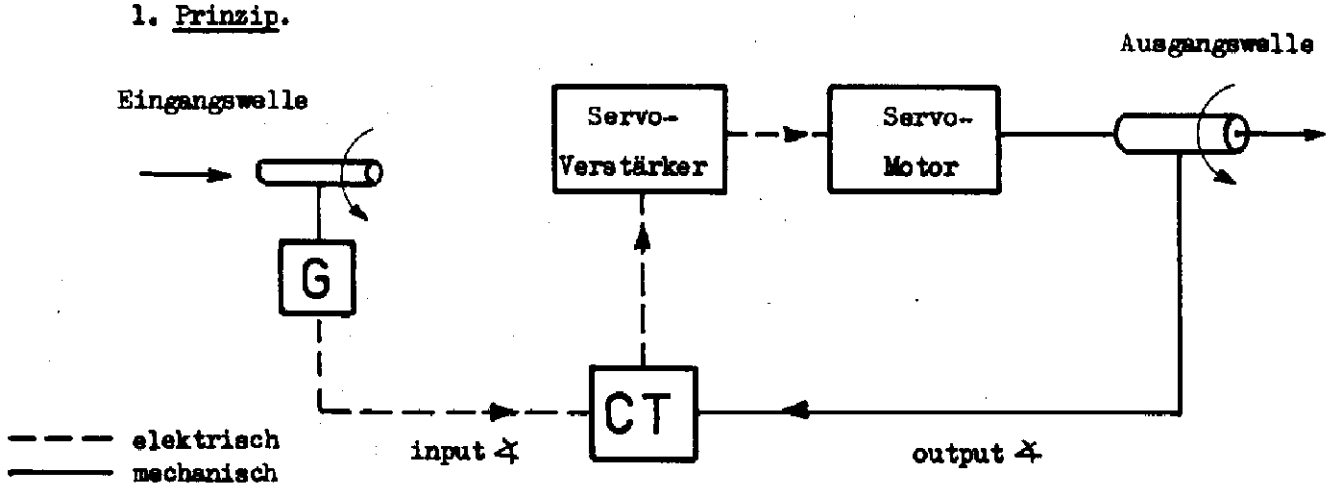
Motorwinkel = Generatorwinkel - Differentialwinkel

$$+45^\circ = -(-90^\circ) - 45^\circ$$

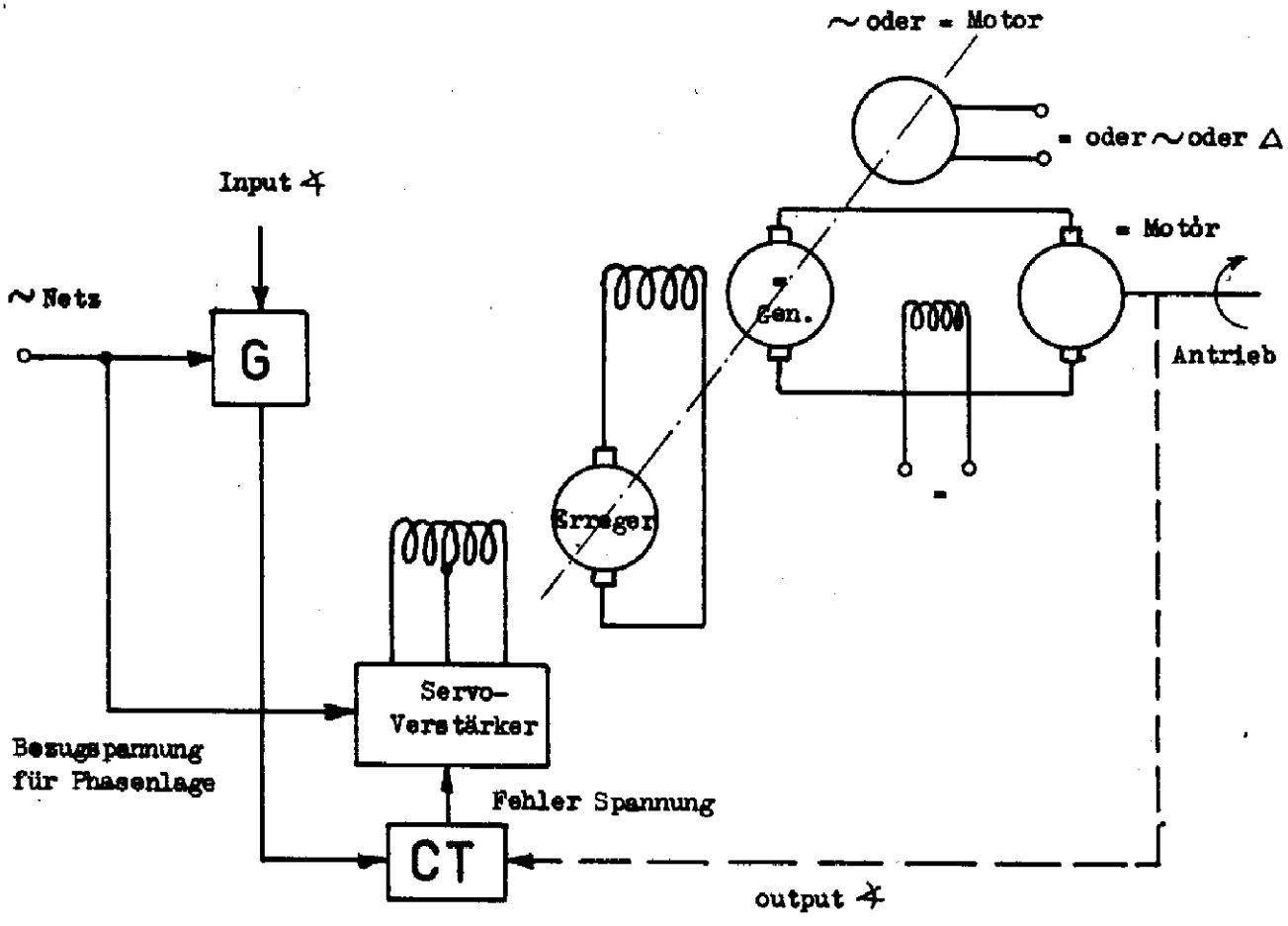
Durch Vertauschen von Anschlüssen können wir entweder subtrahieren oder addieren.

B. Servomechanismen:

1. Prinzip.



2. Ward - Leonard - Gruppe.



G = Synchro-Generator

CT = Kontroll-Transformer

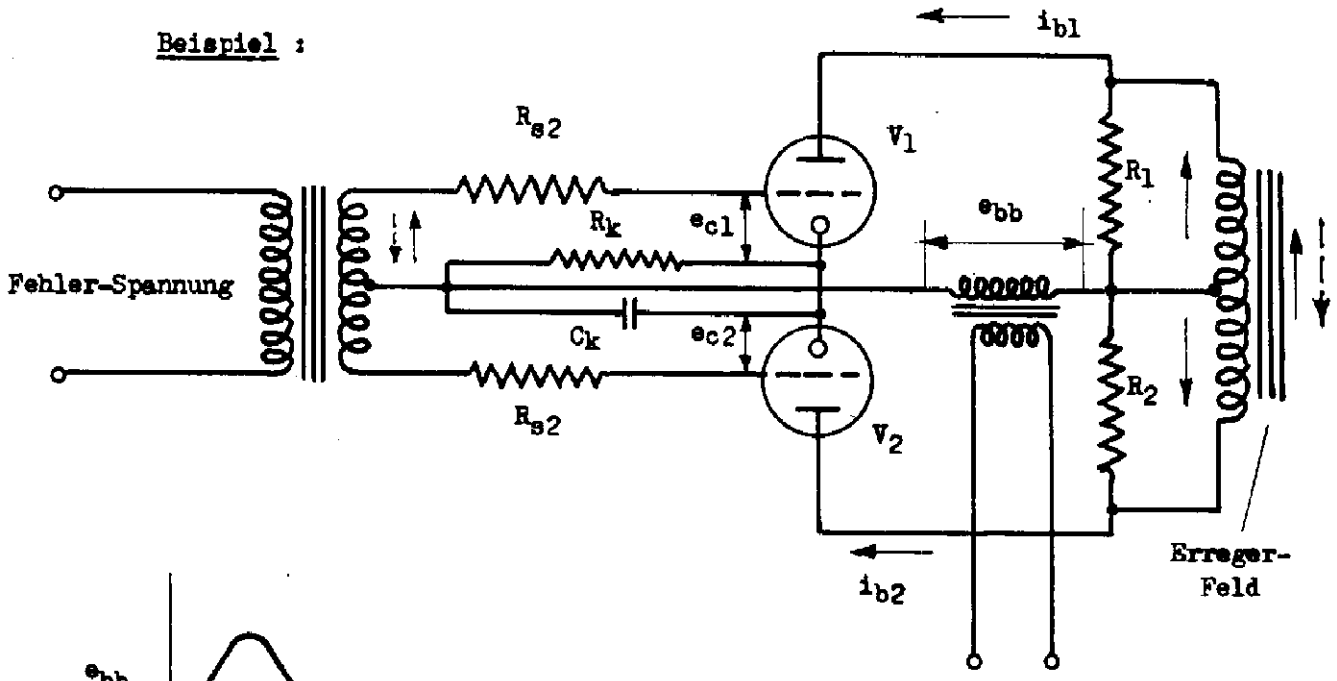
— — — mechanische Verbindung

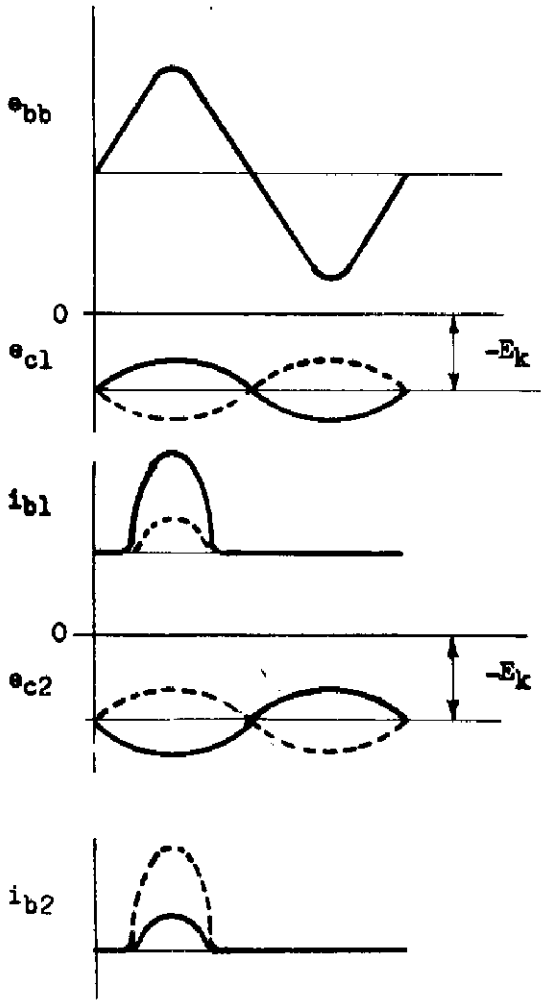
——— elektrische Verbindung

Ein Antriebsmotor (= oder ~) treibt einen Gleichstrom-Generator und eine Erregermaschine, die sich normalerweise auf der gleichen Welle befinden, an. Die Erregerspannung wird durch den Servoverstärkerausgang nach Grösse und Polarität reguliert. Dadurch ändert sich die Generatorspannung ebenfalls und reguliert Tourenzahl und Drehrichtung des Gleichstrommotors.

3. Servo - Verstärker.

Beispiel :





Der skizzierte Servoverstärker übernimmt die Aufgabe, die Fehlerspannung kleiner Leistung in ein Erregerfeld umzuwandeln, dessen Polarität und Grösse von der Phasenlage und Grösse der Fehlerspannung abhängt.

Durch den Kathodenwiderstand R_K wird die negative Gittervorspannung erhalten. Als Anodenspannung dient eine Netz-Wechselspannung, die mit der Erregerspannung des Synchrogenerators in Phase ist.

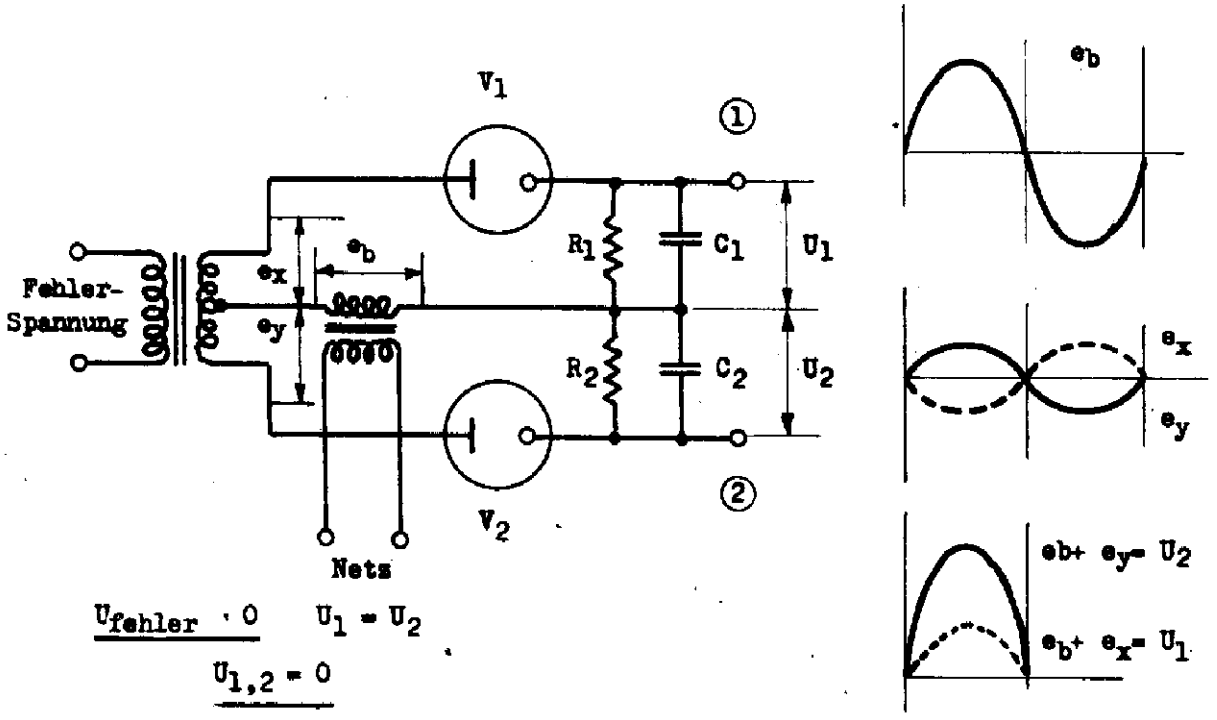
Ist die Fehlerspannung 0, so wird

$i_{b\,1} = i_{b\,2}$ sein, das resultierende Erregerfeld also 0.

Ist die Fehlerspannung in Phase mit dem Netz, so werden e_{c1} und e_{c2} gegenphasig und daher i_{b1} grösser als i_{b2} (ausgezogene Kurve). Das Magnetfeld wird in der einen Spulenhälfte grösser. Das resultierende Magnetfeld hat Richtung nach oben (Pfeil).

Ist die Fehlerspannung gegenphasig zur Netzspannung, so werden e_{c1} und e_{c2} ebenfalls ihre Phase ändern, d.h. i_{b2} wird grösser als i_{b1} (punktierte Kurve). Dadurch ändert das resultierende Magnetfeld seine Richtung (nach oben [punktierter Pfeil]).

4. Phasengleichrichter.



$U_{fehler} = 0$ $\quad U_1 = U_2$

$U_{1,2} = 0$

$U_{fehler} \neq 0$

$U_1 \neq U_2$

$U_2 = 0$

Die beiden Dioden stellen Einweggleichrichter für die Spannung dar. Ist die Spannung Uerr = 0, so haben die Klemmen ① und ② gleiche Potentiale d.h. $U_{12} = 0$.

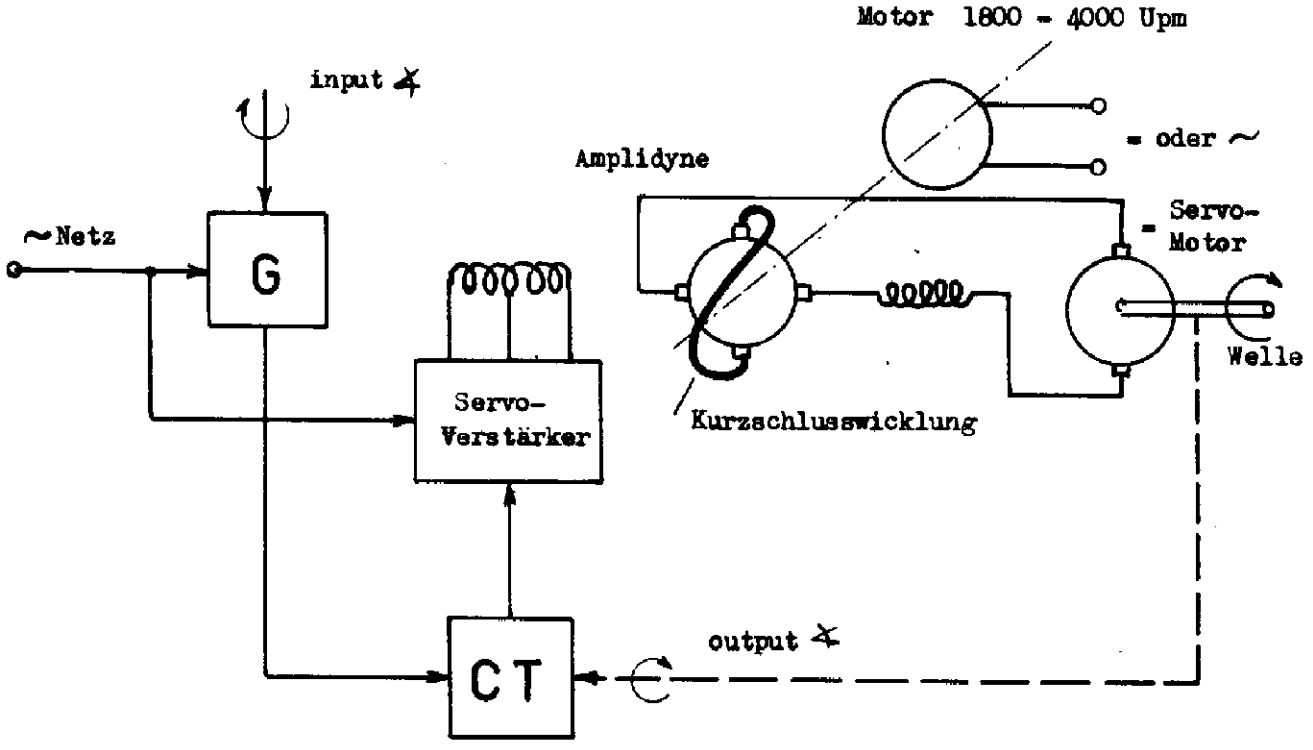
Wird eine Fehlerspannung Uerr angelegt, so werden die Sekundärspannungen e_x und e_y gegenphasig sein. Damit wird im Beispiel U_2 grösser als U_1, damit Klemme ② positiver als Klemme ①.

Aendert die Phasenlage von Uerr, so ändert auch die Klemmenspannung U_{12} die Polarität.

Keine Leistungsverstärkung !!!

ev. Spannungsverstärkung, je nach Dosierung von Trafo.

5. Amplidyne.

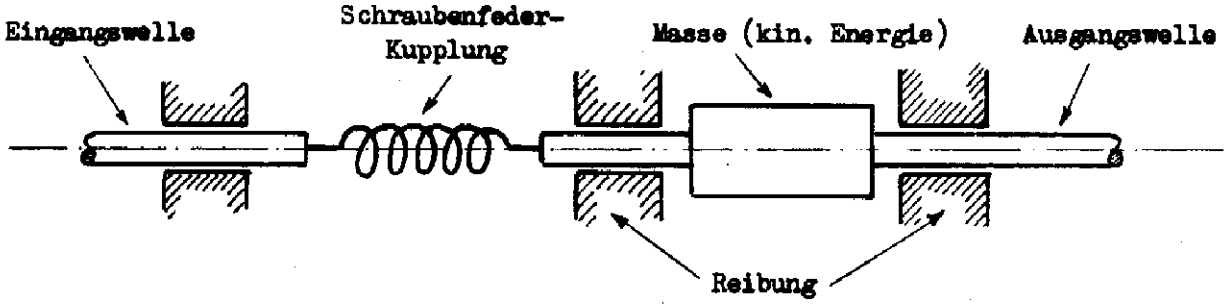


Die Amplidyne-Maschine übernimmt die Aufgabe des Erregers und des Gleichstromgenerators zugleich. Mit einem relativ schwachen Erregerfeld wird mit Hilfe einer Kurzschlusswicklung auf dem Rotor das starke Erregerfeld zur Erzeugung der Servospannung angeregt.

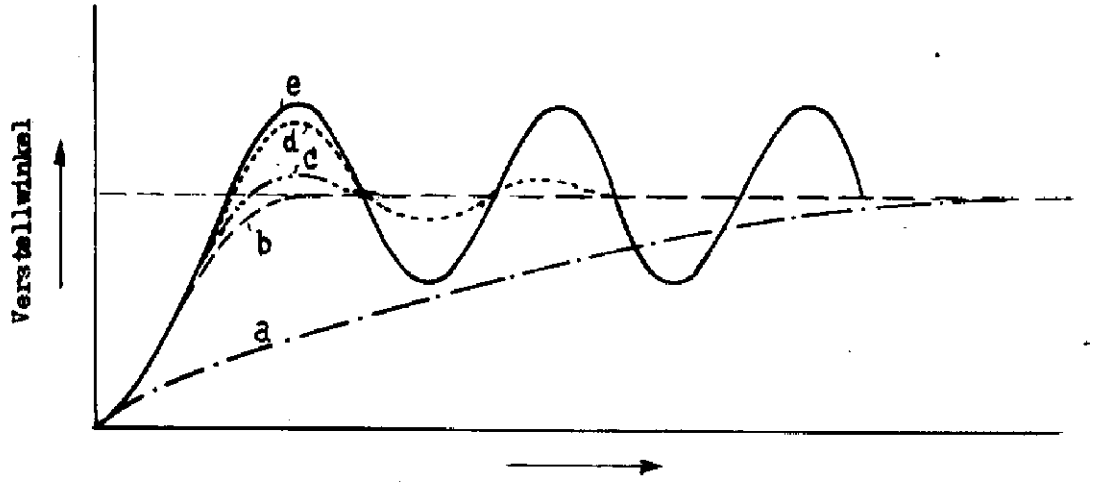
6. Schwingungen in Servomechanismen.

Wenn wir die Eingangswelle eines Servomechanismus von einer gewissen Einstellung in eine neue Lage bringen, so kann es oft vorkommen, dass die Ausgangswelle noch einige Schwingungen ausführt, bevor sie in der neuen Einstellung zur Ruhe kommt. Es kann sogar der Fall eintreten, dass die Schwingungen überhaupt nicht aufhören und die Ausgangswelle ständig mit einer gewissen Amplitude um den Endwert pendelt.

In der folgenden Figur ist dieses Verhalten an Hand eines mechanischen Modelles dargestellt.



Wenn wir die Eingangswelle rasch um einen gewissen Betrag verdrehen, wird die Ausgangswelle wegen der Federkupplung diese Bewegung nicht sofort mitmachen; sie wird aber wegen ihrer Massenträgheit etwas über die Endstellung hinauslaufen. Die dadurch vorgespannte Federkupplung hat aber die Tendenz, die Ausgangswelle wieder auf die Endstellung zurück- eventuell sogar auf die andere Seite darüber hinaus zu drehen. Wenn wir die Reibungsverluste in der Ausgangswelle und in der Federkupplung vernachlässigen könnten, so kann dieser Zustand dauernd beibehalten werden. Diese Schwingungen können ähnlich wie in einem L - C - R - Kreis entweder stark gedämpft, kritisch gedämpft, leicht gedämpft oder ungedämpft (keine Verluste) sein.



a stark gedämpft
b kritisch "
c leicht "
d ganz leicht "
e ungedämpft

Servosysteme ohne Reibungsverluste gibt es nicht; wenn aber das System einen Verstärker besitzt, der diese Verluste wieder ersetzt, so können diese ungedämpften, in der vorstenenden Zeichnung skizzierten Schwingungen auftreten.

7. Verhinderung der Schwingungen.

In allen Servomechanismen vergeht immer eine gewisse Zeit, bis die Ausgangswelle die Bewegung der Eingangswelle mitmacht. Wenn die Verstärkung hoch genug ist, können diese Schwingungen bestehen bleiben.

Eine hohe Verstärkung ist immer erwünscht, weil dadurch die Einstellgenauigkeit ebenfalls hoch ist. Um nun bei hoher Einstellgenauigkeit das Schwingen zu verhindern, wird in vielen Fällen von folgenden Anordnungen Gebrauch gemacht:

a. Mech. Bremsweg.

Durch genügende Abbremsung der Ausgangswelle können wir das Schwingen verhindern. Diese Methode ist aber nicht sehr wirtschaftlich, denn der Servomotor muss ein Mehrfaches an Leistung abgeben, die zum grossen Teil in Wärme umgewandelt wird.

Der zweite Grund, dass diese Art von Dämpfung nicht viel verwendet wird, ist der sog. Geschwindigkeitsfehler. Um das grosse Drehmoment der Ausgangswelle überwinden zu können, muss die Eingangswelle der Ausgangswelle stets um einen gewissen Betrag voreilen, damit am Kontrolltransformator eine gewisse Fehlerspannung entsteht, die ihrerseits über den Servoverstärker und Motor die Ausgangswelle antreibt.

Um Geschwindigkeitsfehler zu vermeiden und die durch übermässige Reibung verbrauchte Energie zu vermindern, werden in einigen Fällen sog. Massen-Dämpfer, ähnlich wie in Synchromotoren, verwendet.

Diese Art von Dämpfung eignet sich aber nur für kleine Servosysteme, denn die Dämpfungsmasse muss beträchtlich grösser sein, als die Masse des Motors und seiner Last zusammen.

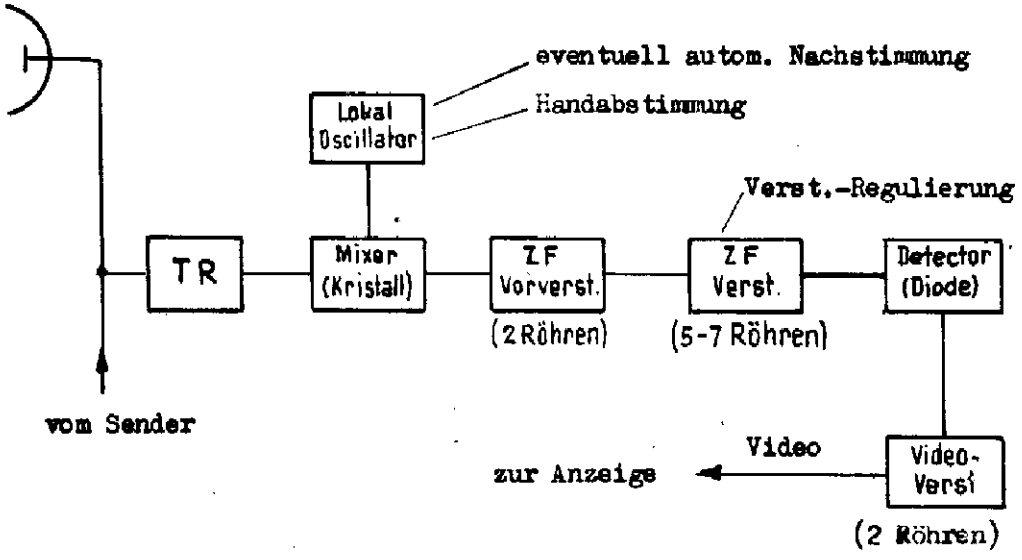
b. Elektrische Phasenschieber.

Trotz hoher Verstärkung können wir das Schwingen verhindern, wenn wir in den Verstärker ein Netzwerk einführen, das die Laufzeit in dem Frequenzband, in welchem Schwingungen auftreten, verkleinert.

A. Allgemeines + Blockschema:

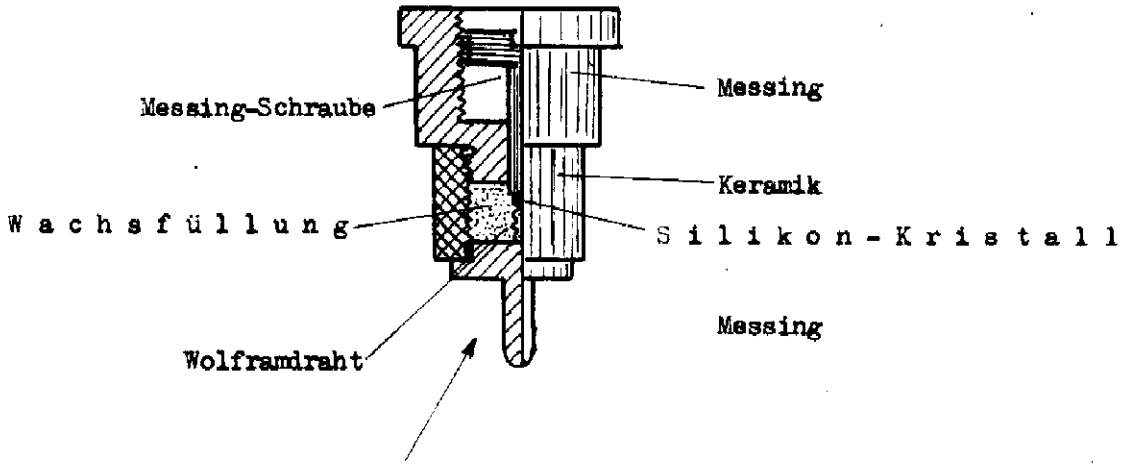
Die Entwicklung von Radarempfängern war ein grosses Problem. Die Echoimpulse sind in ihrer Leistung etwa 1 Billion Billionen = 10^{18} mal kleiner als die ausgesendeten Impulse. Die Spannungsverstärkung von der Antenne bis zum Video-Ausgang muss etwa 10 Mio (10^7) betragen, um die Darstellung des Impulses auf dem Anzeigerohr zu gestatten. Die grosse Schwierigkeit ist dabei, die internen Störspannungen, das Empfängerrauschen (noise) tief zu halten.

1. Typischer Mikrowellen-Empfänger



Alle Radarempfänger sind Superheterodyne (Ueberlagerungs-Empfänger). Die kontinuierliche Schwingung (continuous wave) wird durch ein nichtlineares Element (Kristall) gleichgerichtet und erzeugt dabei eine konstante Gleichspannung. Wenn ein Echosignal ankommt, das ebenfalls dem Mixer zugeführt wird, so wird durch die Mischung der beiden Frequenzen eine Schwankung in der Phase eintreten, die gerade der Differenz der beiden Frequenzen entspricht. Wenn z.B. 3000 und 3030 Mc eintreffen, so wird während des Echos eine Schwingung von 30 Mc entstehen, die dem ZF-Verstärker zugeführt wird (IF-Amplifier), der den Hauptanteil an der Verstärkung übernimmt. Der Ausgang von etwa 1 V Amplitude wird einem zweiten Gleichrichter (Detector) zugeführt, der dann den ZF-Impuls in einen Gleichstromimpuls umwandelt. Dieser Gleichstromimpuls wird im Video-Verstärker weiter verarbeitet und zur Steuerung der Anzeigeröhren verwendet. Das Echosignal wird über die TR-Zelle (TR-Switch) dem Silicon-Kristall zugeführt. Während des Sendeimpulses muss der Empfänger-Eingang durch die TR-Zelle gesperrt sein. Diese Sperrung muss sehr rasch erfolgen, weil der Kristall sehr empfindlich gegen Ueberlastung ist.

2. Der Silicon-Kristall



Kristall Diode "Sylvania"

Die Wirkungsweise des Kristalls ist ähnlich derjenigen einer Diode. Ein Wolframdraht liegt leicht auf der Silicon Kristallfläche auf. Dieser Wolfram-Silicon-Kontakt hat die Eigenschaft, dass er einen Stromfluss in einer Richtung begünstigt. Mit Ohmmeter gemessen (Aufpassen wegen Kristallüberlastung durch Ohmmeterstrom) ergeben sich Durchgangswerte von ca.:

100 Ω Durchlasswiderstand
10000 Ω Back-Widerstand (Sperrichtung)

Der Silicon-Kristall ist gegen Ueberlastung sehr empfindlich. Eine Ueberlastung (Ueberhitzung) der Kontaktfläche von weniger als 0,1 uS Zeitdauer kann den Kristall zerstören.

Die Kristalldiode ist eine der schwächsten Stellen des ganzen Radargerätes. Die Empfängerempfindlichkeit und damit die Qualität und Wirksamkeit des ganzen Gerätes hängt in sehr hohem Masse vom Zustand des Kristalles ab. Dieser Zustand ist nicht ohne weiteres zu beurteilen. Präzise Messungen an Kristallen sind nur im Labor möglich. Praktisch muss der verwendete Kristall sehr oft mit einem neuen Test-Kristall verglichen werden. Dieser Vergleich ist periodisch zu wiederholen. Eine weitere Testmöglichkeit ist die Bestimmung des Back-Widerstandes des neuen Kristalles. Auch diese Messung periodisch wiederholen! Wird der Wert merklich kleiner, so ist der Kristall zu ersetzen.

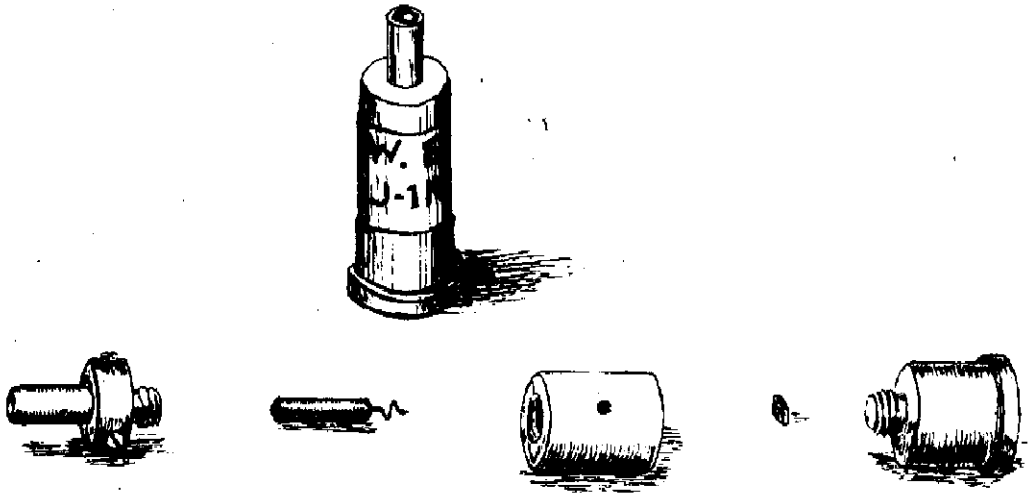
Zeigt es sich, dass die Lebensdauer der Kristalle zurückgeht, so ist die TR-Zelle zu ersetzen.

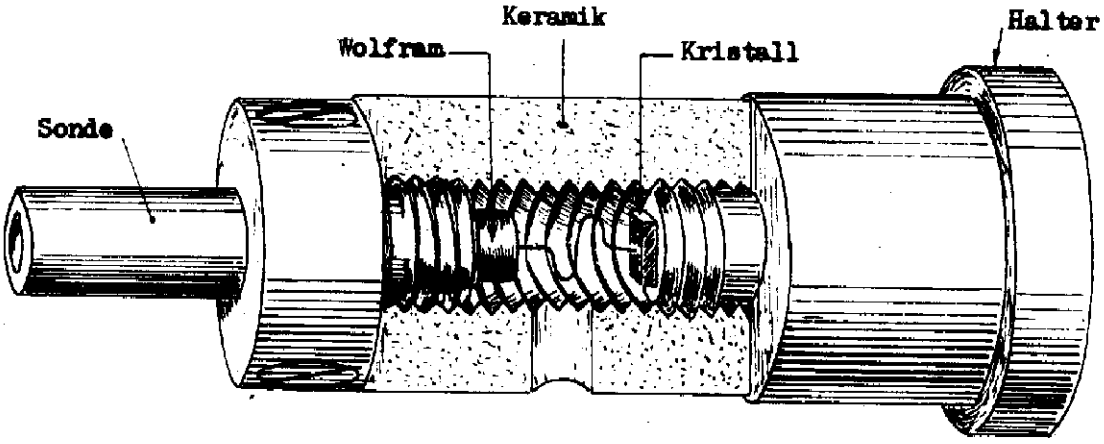
Der Kristall kann auch ausser Betrieb zerstört werden, wenn er in ein starkes HF-Feld gebracht wird. Zum Schutze dagegen soll er immer in einer Metallhülse aufbewahrt werden.

Beim Einführen eines Kristalles in den Wellenleiter soll immer mit der Hand sowohl der Kristall, als auch der Kristallhalter, berührt werden, um allfällige Ladungen abzuführen.

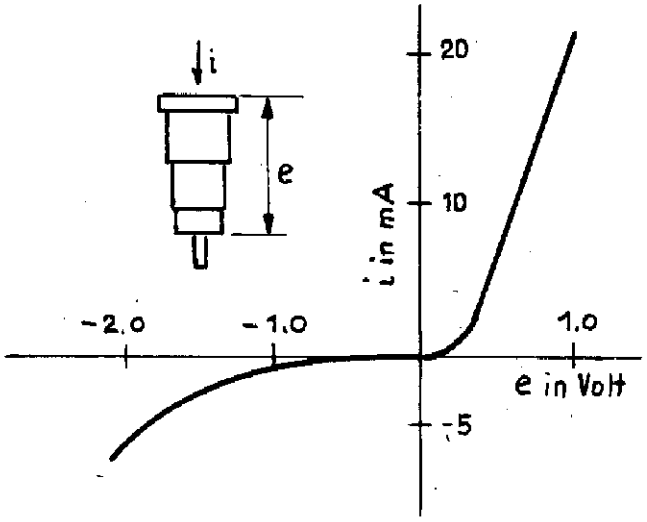
Die Kristalle sind sorgfältig zu behandeln. Starke Schläge können den Kristall zerstören (Verschieben des Drahtes).

Aufbau eines Silicon-Kristalles





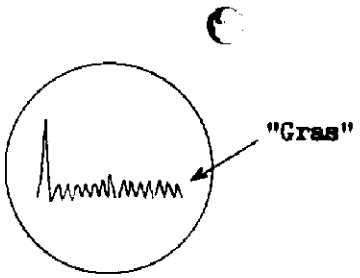
Schnittdarstellung eines Western Electric-Kristalles



Gleichstrom-Charakteristik eines Silicon-Kristalles

3. Das Empfängerrauschen (Noise):

A - Scope



Wenn wir die Empfindlichkeit des Empfängers eines Radargerätes genügend erhöhen, so stellen wir auf dem A-Scope das sogenannte "Gras" fest, eine enge Folge von kleinen spitzen Impulsen.
Diese Erscheinung wird Empfängerrauschen oder noise genannt. Sie stammt von den Bewegungen der kleinsten elektrischen Teilchen in den Bauelementen her.

Man unterscheidet:

Rauschen in Stromquellen, Widerständen, Röhren, Kristallgleichrichtern, Antennen, etc.

Die totale Rauschspannung ist bestimmend für die Empfänger-Empfindlichkeit. Ist ein Signal gerade so gross, dass es im Rauschen verschwindet, so spricht man von:

$$\left.\begin{array}{l}\text{Signal zu Rauschverhältnis}\\ \text{Signal to noise ratio}\end{array}\right\} = 1$$

Misst man am Empfänger-Eingang die HF-Spannung, die notwendig ist, um dieses Verhältnis zu erhalten, so stellt dieser gemessene Wert die Empfänger-Empfindlichkeit dar, z.B.:

$E_i = 1\,\mu V$ LGR 1 = $2 + 3\,\mu V$

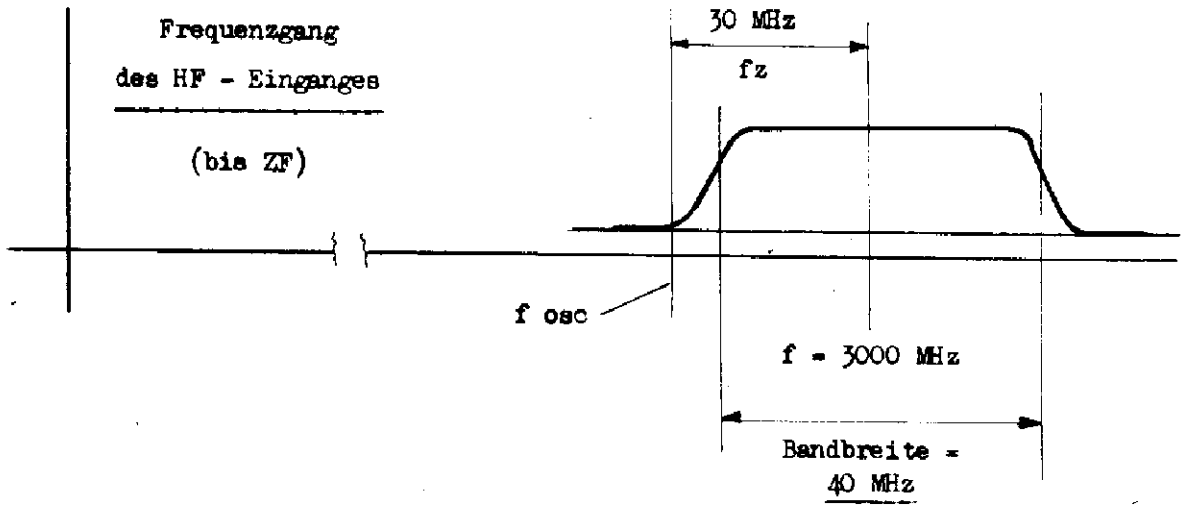
Im Gegensatz zu diesem Rauschen stehen alle Störungen (QRM, QRN) von:

Funken, schlechten Kontakten, Störsendern, etc.,

die mit geeigneten Mitteln unterdrückt werden können. Das Rauschen ist dagegen ein gegebener Wert für ein bestimmtes Gerät, der nicht unterschritten werden kann. Er bestimmt weitgehend den Wirkungsbereich eines Gerätes.

4. Frequenzen + Bandbreiten:

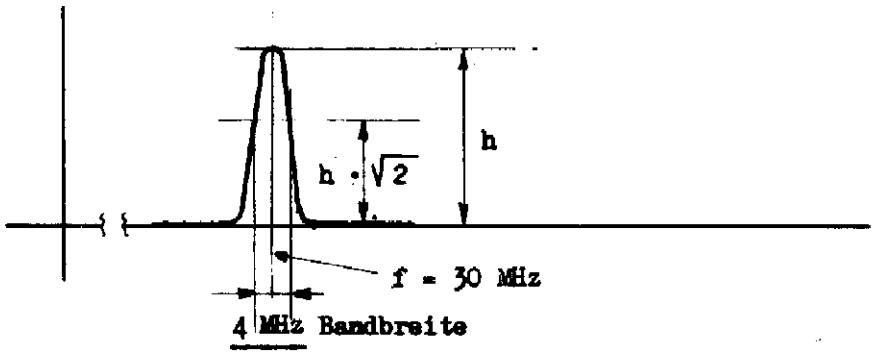
a.)



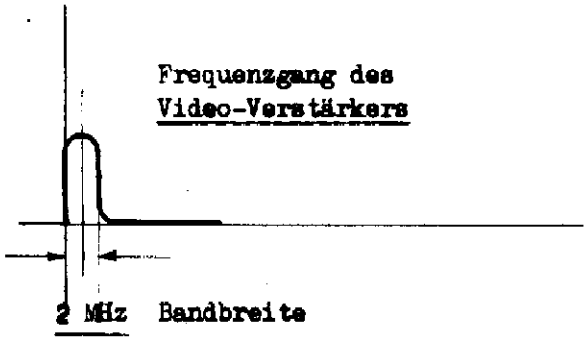
ZF - Verstärker-

Frequenzgang

b.)

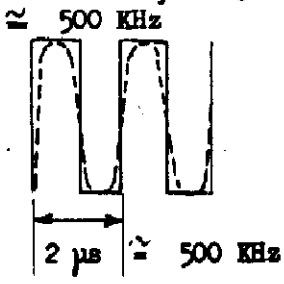


c.)



Impulszug kann als Schwingung betrachtet werden.

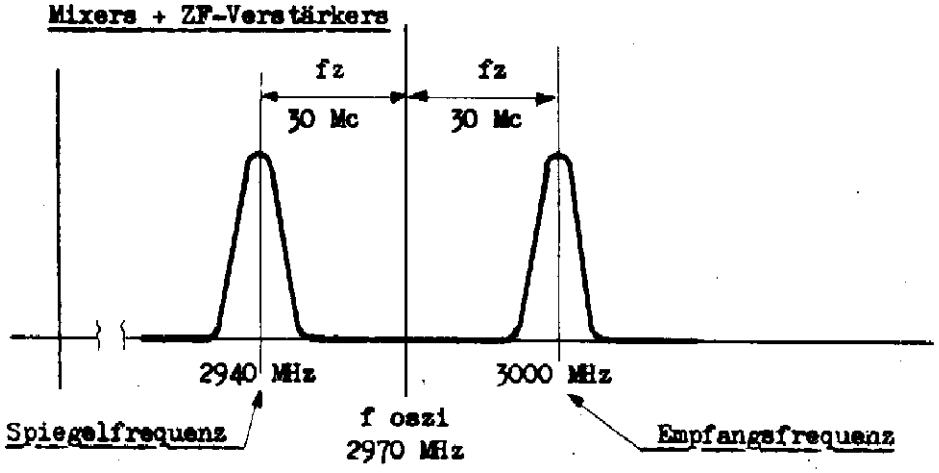
Bandbreite für 1 µs Impuls



Empfindlichkeit des

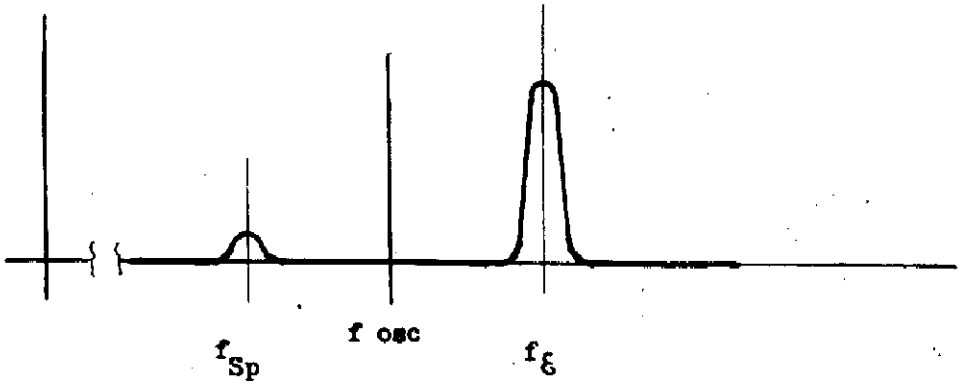
Mixers + ZF-Verstärkers

d.)



Frequenzgang für Empfänger-Eingang (Antenne-Eingangskreise)

e.)



Figur a) Der Frequenzgang des Empfängereinganges von der Antenne bis zum ZF-Verstärker wird durch die Wellenleiter und die Schwingkreise des Mixers (Hohlraumresonatoren) bestimmt.

Figur b) Der ZF-Verstärker hat eine kleinere Bandbreite als der HF-Eingang, da er aus mehreren abgestimmten Kreisen besteht. Er übernimmt den grössten Teil der Verstärkung.
Normale ZF in Radargeräten 20, 25, 30 MHz.

Figur c) Die maximale Bandbreite des Videoverstärkers wird durch die kürzeste Impulsdauer bestimmt. Wir können uns eine Folge von 1 µS-Impulsen als Frequenz von 0,5 MHz vorstellen. Zur Darstellung eines 1 µS-Impulses ist folglich eine minimale Bandbreite von 0,5 MHz erforderlich.

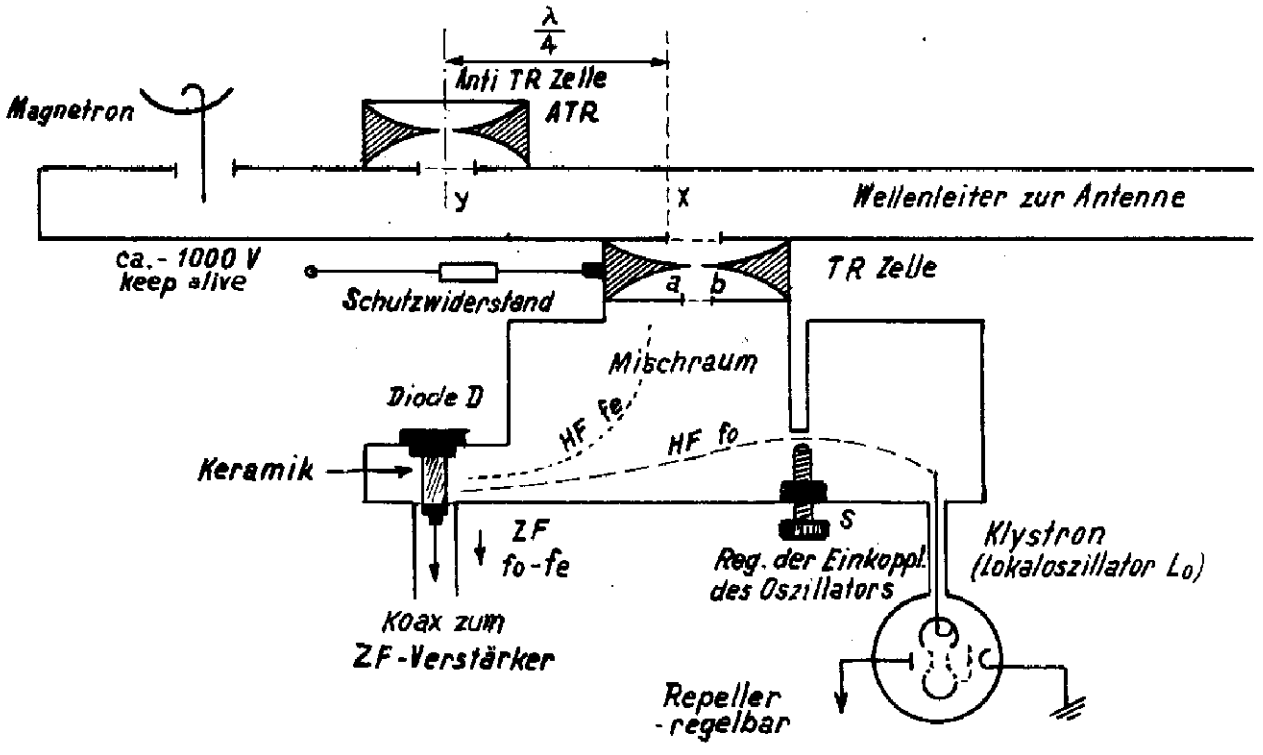
Figur d) Im Mixer wird die Empfangsfrequenz mit der Oscillatorfrequenz gemischt. Die Differenz der beiden Frequenzen ergibt die ZF. Normalerweise liegt dabei die Oscillatorfrequenz tiefer als die Empfangsfrequenz. Der ZF-Verstärker ist jedoch auch für eine f_ε empfindlich, die um die ZF tiefer liegt als die fo. Man spricht in diesem Falle von einer Spiegelfrequenz.

Figur e) Wie wir aus Figur a) ersehen, liegt die Spiegelfrequenz ausserhalb des Empfindlichkeitsbereiches des HF-Einganges. Daher ist die Spiegelfrequenz-Empfindlichkeit des Empfängers wesentlich tiefer als die Empfangsfrequenz-Empfindlichkeit.

B. Typische Stromkreise der Empfänger:

1. Der Eingangsteil (mit Sende-Empfangsumschaltung):

Prinzipschema

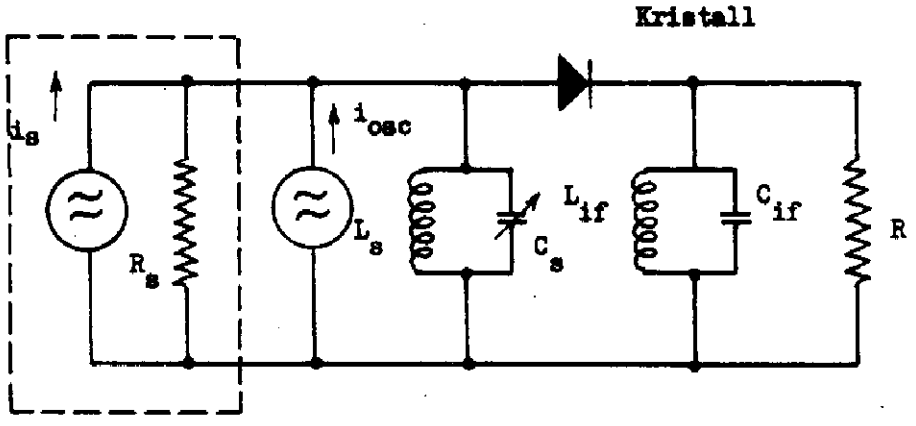


Empfang: Die Strecke a - b der TR -Zelle ist durch die Keep alive -Spannung stark vorjonisiert, was jedoch auf die Durchlässigkeit für das hochfrequente Echosignal keinen Einfluss hat. Die gelöschte Anti-TR-Zelle (ATR) wirkt nach $\frac{\lambda}{4}$ als Kurzschluss des Wellenleiters (Leerlauf bei y wirkt nach $\frac{\lambda}{4}$ als Kurzschluss bei x), sodass alle Empf.Energie durch die TR- Zelle in den Mischraum gelangt. Hier wird sie mit der Schwingung des Klystrons, welches als Lokaloscillator wirkt, gemischt. Als nichtlineares Glied, welches für die Mischung benötigt wird, dient die Siliziumdiode D. Die Feinabstimmung des LO geschieht durch Variation der neg. Repellerspannung des Klystrons, während die Einkopplung der Oscillatorspannung mit der Schraube S eingestellt werden kann.

Sendung: Sobald vom Magnetron der Sendeimpuls eintrifft, entsteht in der TR-Zelle zwischen den Elektroden a - b eine Glimmentladung, welche den Empfängereingang vom Wellenleiter trennt. Dies geschieht beim Eintreffen des Impulses dank der Vorjonisierung unmittelbar. Das ist nötig, um den Kristall vor der grossen Sendeenergie zu schützen. Auch die ATR-Zelle zündet durch den Energiestoss des Senders. Da hier jedoch keine sofortige Zündung notwendig ist, wird auf die Keep alive -Vorjonisierung verzichtet.

2. Kristall-Mixer:

Prinzipschema



i_s = HF - Signal aus der Antenne

i_{osc} = HF - Local-Oscillator

L_s, C_s = HF - Eingangskreis

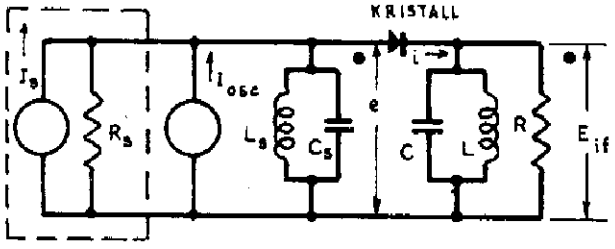
L_{if}, C_{if} = ZF - Ausgangskreis

R_s = Antennenstrahlungswiderstand

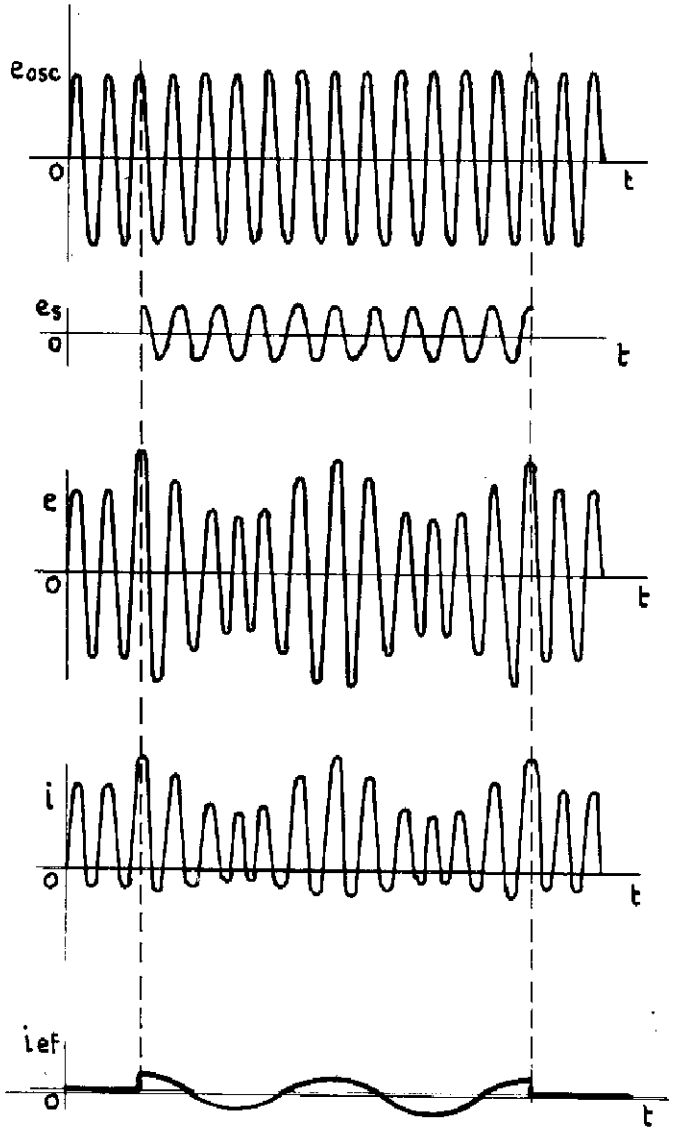
Die HF-Stromkreise des Kristall-Mixers bestehen aus Wellenleitern und Hohlraumresonatoren. Der Spannungsunterschied von $C_{osc} + C_s$ ist sehr gross. U_{osc} hat Grössenordnung einige 1/10 Volt, U_s kann kleiner als 1 uV sein.

Wegen der nichtlinearen Kennlinie des Kristalls erscheinen auf der Ausgangsseite des Mixers verschiedene Frequenzgemische der Eingangsspannungen, darunter die Differenz der beiden Eingangsfrequenzen. Diese wird als Zwischenfrequenz weiterverstärkt.

Diagramm zur Erläuterung des Mixer-Prinzips.

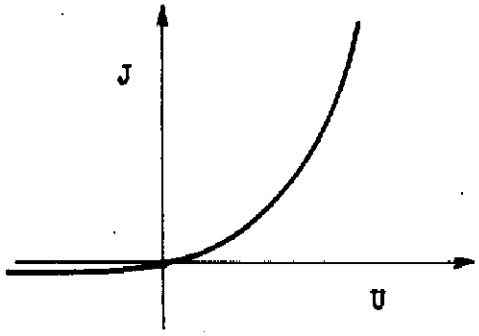


A. Ersatzschaltbild.



B. Wellenformen.

Kristallstrom in Funktion der angelegten Spannung:



3. ZF -Verstärker:

1. Eingangsstufe:

Um die Reichweite eines Radargerätes zu vergrössern, kann entweder die Antennenfläche und die Senderleistung vergrössert oder die Verstärkung auf der Empfangsseite hinaufgesetzt werden. Dieser Verstärkungssteigerung sind nun wegen des Rauschens am Empfängereingang Grenzen gesetzt. Dieses Rauschen setzt sich bei einem Mikrowellenempfänger zusammen aus:

a) Widerstandsrauschen des Strahlungswiderstandes der Empfangsantenne.
b) Mixerrauschen (im Kristall).
c) Rauschen des Lokaloscillators und
d) zusätzliche Rauschanteile des Verstärkers selbst (Röhren u. Widerstände).

Das Rauschen in der Antenne kann nicht unter den physikalischen Mindestwert gebracht werden. Ein sehr schwaches Signal geht nun in diesem Eingangsrauschen unter. Wird nun die Verstärkung beliebig hoch getrieben, so wird in diesem Falle nur das Rauschen verstärkt.

Bei der Konstruktion eines Mikrowellenempfängers muss also darauf geachtet werden, dass das Lokaloscillatorrauschen (z.B. durch Balance-Mixer-Schaltung), das Mixerrauschen (durch Aussuche der Kristalle) und der Anteil von den Verstärkerstufen her vermindert werden kann.

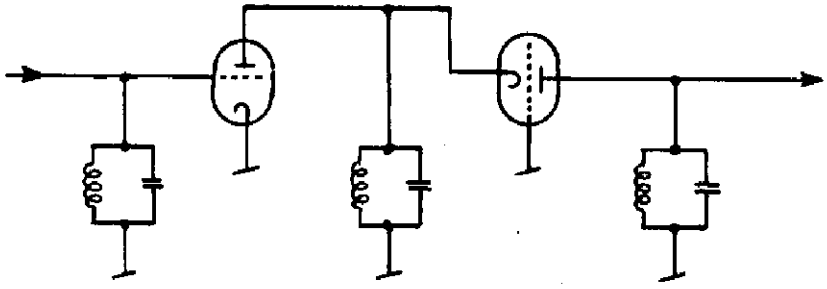
Im Verstärker ist meistens nur der Rauschanteil der ersten Stufe wichtig. Nachher ist der Signalpegel schon so hoch, dass die Rauschanteile der folgenden Stufen nicht mehr bemerkbar sind.

Es muss also eine speziell rauscharme Eingangsstufe angewandt werden. Alle folgenden Stufen können ganz normal dimensioniert werden (siehe unter 2.)

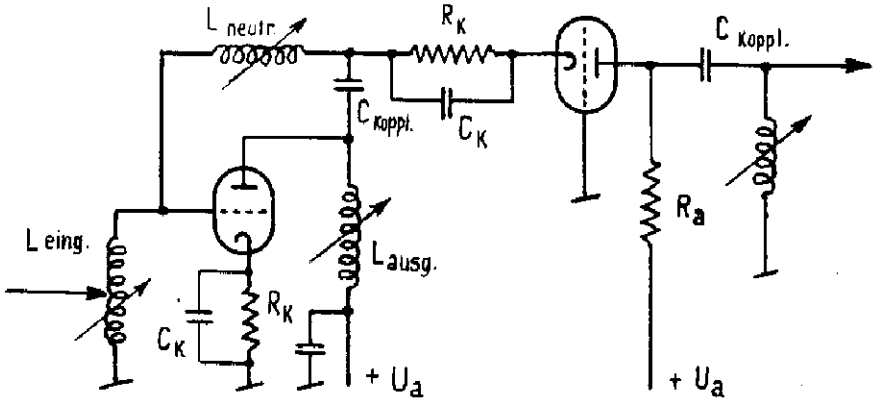
Es zeigt sich, dass Trioden viel weniger rauschen als Pentoden (Mehrgitterröhren, Stromverteilungsrauschen). Dafür ist der Verstärkungsfaktor von Trioden wesentlich kleiner. Triodeneingangsstufen müssen meistens auch genau neutralisiert werden (starke Schwingneigung wegen grosser Gitter-Anodenkapazität).

Ideal wäre eine Kombination, die das Rauschen einer Triode und die Verstärkung einer Pentode besitzt. In Form der Cascode-Schaltung existiert nun eine solche Kombination. Einer normalen Kathodenbasisstufe folgt eine Gitterbasisstufe, beides mit Trioden (Pentoden als Trioden geschaltet). Die Kathodenbasisstufe ist neutralisiert (nicht heikel wegen grosser Belastung der Anodenseite durch Gitterbasisstufe). Die beiden Trioden bilden zusammen die Eingangsstufe (Verstärkungsfaktor einer Pentode, Rauschen einer Triode). Die beste Rauschanpassung wird durch Verändern des Uebersetzungsverhältnisses des Autotransformators im Eingang gefunden.

Prinzipiell:



Praktische Schaltung:



2. **ZF -Hauptverstärker:**

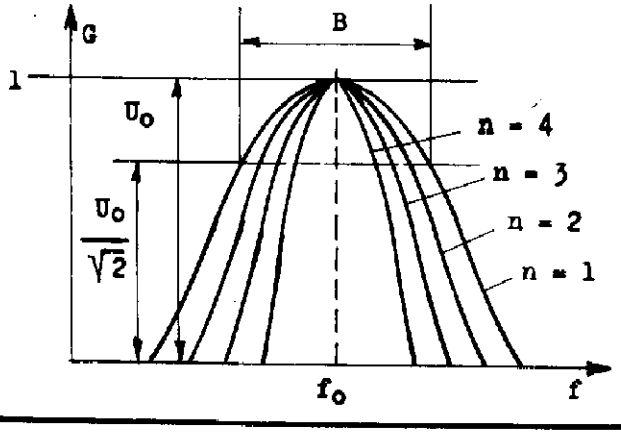
Der ZF -Verstärker hat in der Regel eine sehr grosse Spannungsverstärkung, z.B. 10^6, und eine Bandbreite von 2 - 10 MHz, je nach der Charakteristik des Radargerätes (kürzester zu übertragender Impuls, Stabilität der Eingangskreise und des Senders).

Um diesen Bedingungen zu genügen, sind normalerweise 6 sehr sorgfältig konstruierte Stufen notwendig. Die meistverwendeten ZF -Verstärker können in zwei Doppelgruppen unterteilt werden.

a) Gleichlauf-Einfach abgestimmte Verstärker:
(Synchronous Single-tuned Amplifier)

Alle Kreise sind auf die gleiche Frequenz, meistens auf die Mitte des ZF -Spektrums abgestimmt, also z.B. auf 30 MHz bei LGR 1.

Nachteil der Gleichlaufabstimmung ist die Bandbreitereduktion bei Zunahme der Stufenzahl.



f_o = Resonanzfrequenz

B = Bandbreite

G = relative Gesamtverstärkung

U_o = relative Ausgangsspannung bei Resonanz

n = Stufenzahl

Bandbreitereduktion in Funktion der Stufenzahl

Stufenzahl	Bandbreite
1	B
2	0,644 · B
3	0,509 · B
4	0,435 · B
5	0,386 · B
6	0,350 · B
7	0,323 · B
8	0,301 · B

Beispiel:

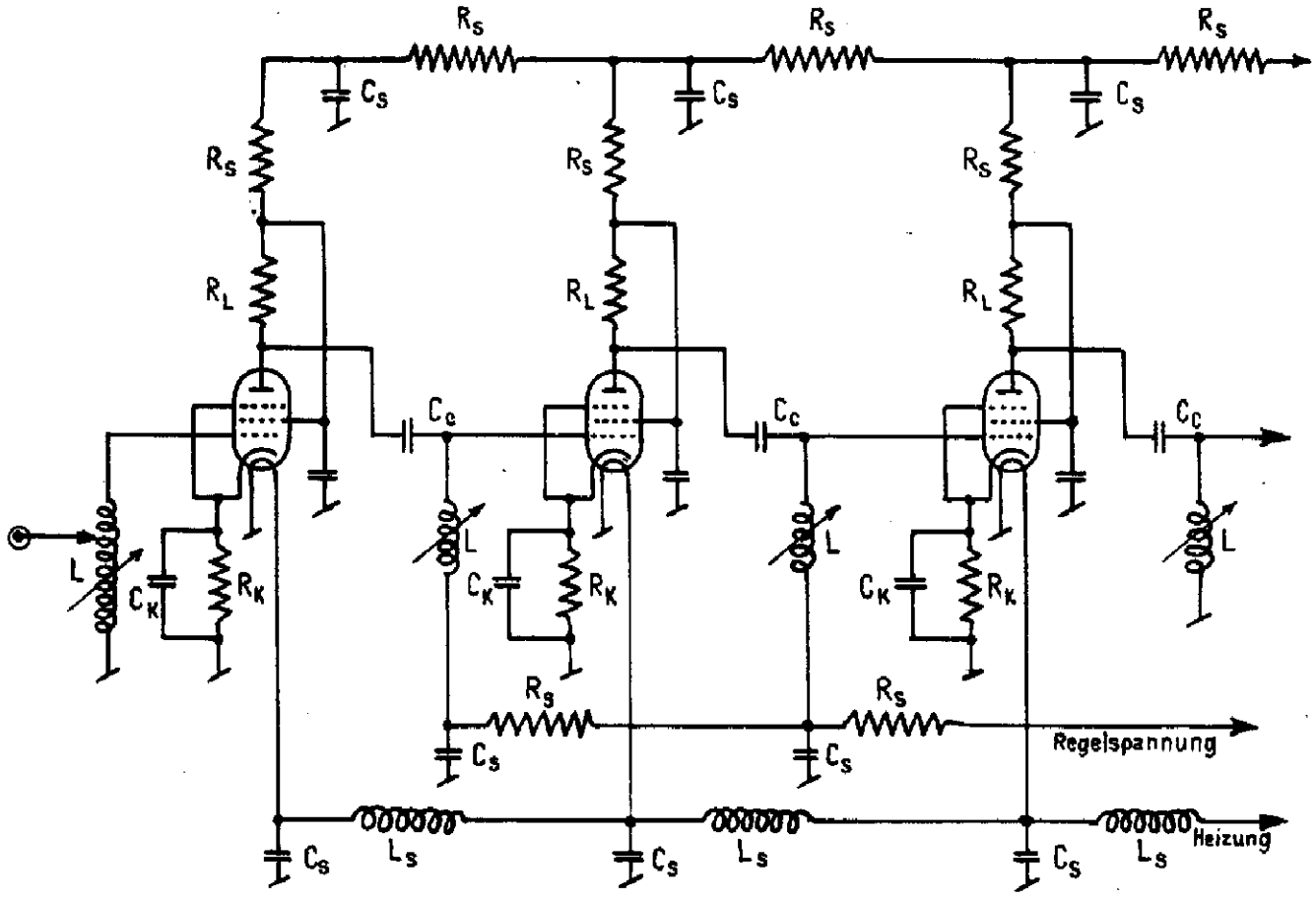
1 Stufe B = 6,8 MHz

6 Stufen

$B_{tot.} = 0{,}35 \cdot 6{,}8$

$= 2{,}4$ MHz

Gebräuchliche Schaltung:



Spannungsverstärkung pro Stufe z.B. $\delta \cong 10$
Gesamtverstärkung bei sechs Stufen $\delta_{tot.} = 10^6$

R_s = Entkopplungswiderstände 100 ÷ 300 Ω

C_c = Kopplungskondensatoren 50 ÷ 200 pF

C_s = Entkopplungskondensatoren z.B. Durchführungstypen 300 ÷ 2000 pF

L = Abstimmspulen

Die einzelnen Kreise werden mit der Induktivität L und der Kreiskapazität (gebildet aus Ausgangskapazität der vorausgehenden, Eingangskapazität der folgenden Röhre und den unvermeidbaren Verdrahtungskapazitäten) auf die ZF Resonanzfrequenz abgestimmt. Diese Abstimmung erfolgt in der Regel mit HF Eisenkernen oder auch mit unmagnetischen Materialien, z.B. Messingschrauben (bei Eintauchen in die Spule Verminderung der Induktivität). Der ZF -Verstärker ist wegen seiner hohen Spannungsverstärkung extrem empfindlich auf Rückkopplungserscheinungen. Bei einer Gesamtverstärkung von z.B. 10^6 genügt ein Bruchteil von $\frac{1}{10^6}$ der Outputspannung am Verstärkereingang, um ihn als Oscillator arbeiten zu lassen.

Konstruktive Gegenmassnahmen sind:

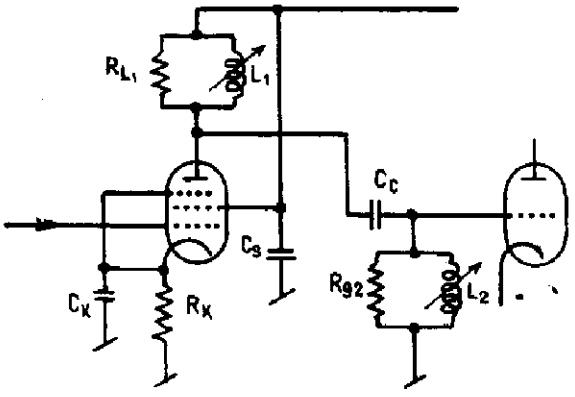
Gedrängte Bauweise, Kurzschluss für HF auf allen Leitungen für Heizung und Speisespannung in jeder Stufe durch RC oder LC Glieder, sorgfältige Abschirmung von Röhren und Chassis, richtige Anordnung der Spulen.

Interessant ist die Erscheinung, dass das Chassis als Wellenleiter wirken kann und trotz aller Gegenmassnahmen eine Rückkopplung bewirkt. Es kommt auch vor, dass der ZF -Verstärker bei grossen Eingangssignalen blockiert wird.

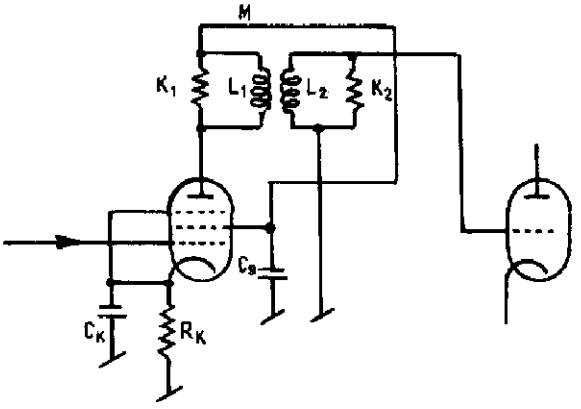
Gegenmassnahme: L im Gitterkreis statt im Anodenkreis. Die Hochfrequenzverstärkungsregulierung des Empfängers erfolgt im ZF-Verstärker und zwar in der Regel mit Hilfe der negativen Gittervorspannung der zweiten und dritten Stufe. Diese Anordnung ergibt beste Werte bezüglich Rauschen und Linearität.

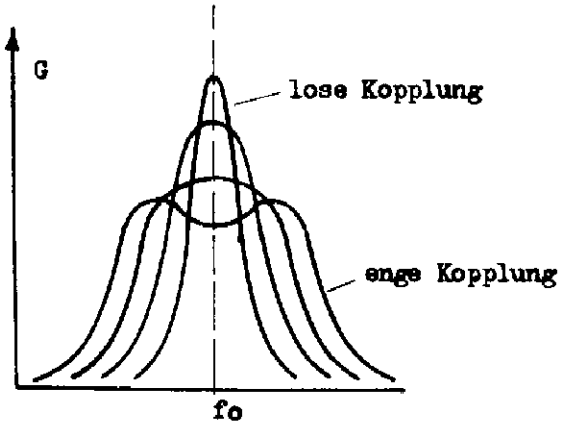
b) Gleichlauf-doppelt abgestimmte Verstärker:

Diese Schaltungsart ergibt eine grössere Bandbreite bei gleicher Stufenzahl und Verstärkung als die oben beschriebene. Dafür wird die Abstimmung der einzelnen Kreise komplizierter.



Kapazitive Kopplung über C_C





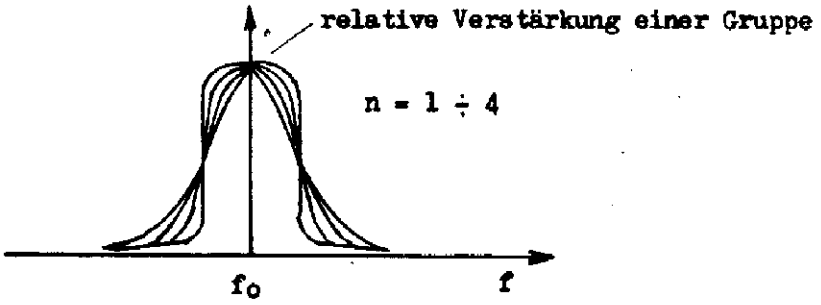
kleine Bandbreite ergibt
grosse Verstärkung pro Stufe

grosse Bandbreite ergibt
kleine Verstärkung

c) + d) Stufenweise-einfach abgestimmte und stufenweise-doppelt abgestimmte Verstärker:

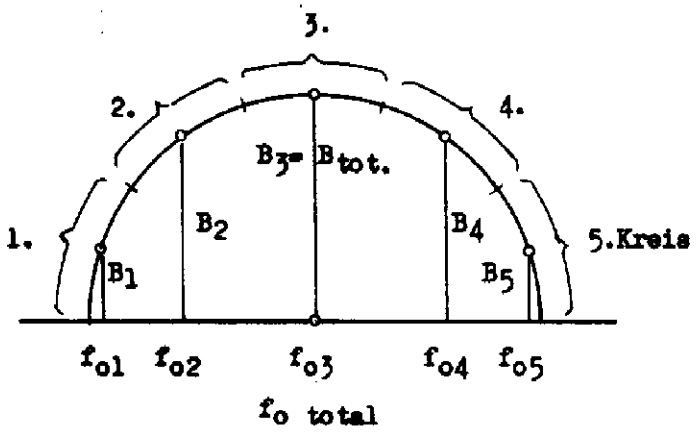
Heute werden meistens diese zwei Schaltungsarten verwendet (stagger tuned JF Amplifier). So lässt sich der gewünschte Frequenzgang (grosse Bandbreite mit steil abfallenden Flanken) mit relativ kleinem Aufwand erreichen.

Die verstimmten Kreise werden in Gruppen zusammengefasst. Je mehr Kreise pro Gruppe, desto mehr nähert sich der Frequenzgang dem Idealfall.



Die Bandbreiten und Resonanzfrequenzen der Kreise einer Gruppe können aus nachfolgendem Schema bestimmt werden:

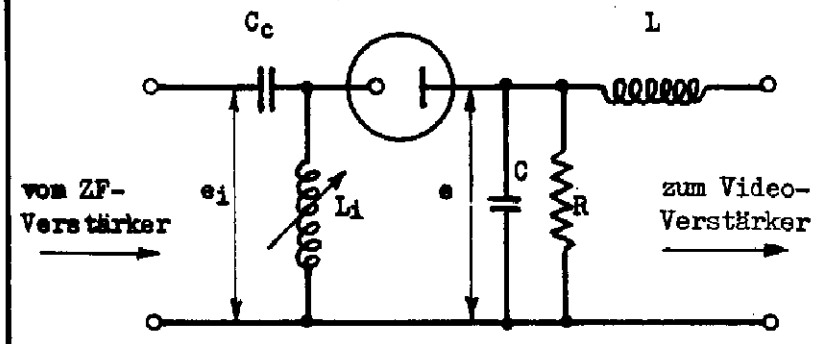
z.B. für eine Fünfergruppe:

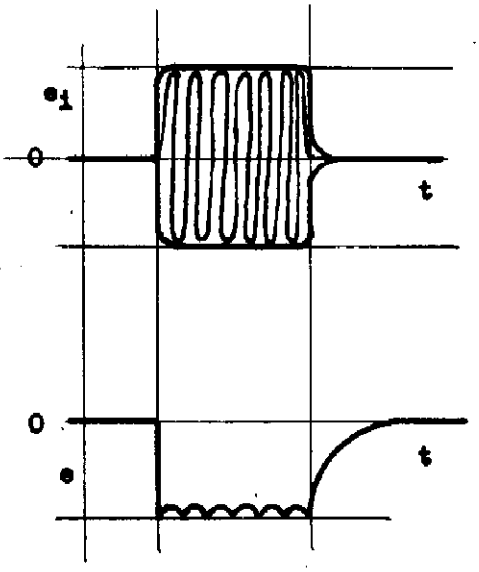


Es liegt auf der Hand, dass mit doppelt abgestimmten, verstimmten Kreisen mit gleicher Stufenzahl die flachere Resonanzkurve erreicht wird wie mit einfach abgestimmten Kreisen.

4. Der Detektor

1. Diodendetektor:





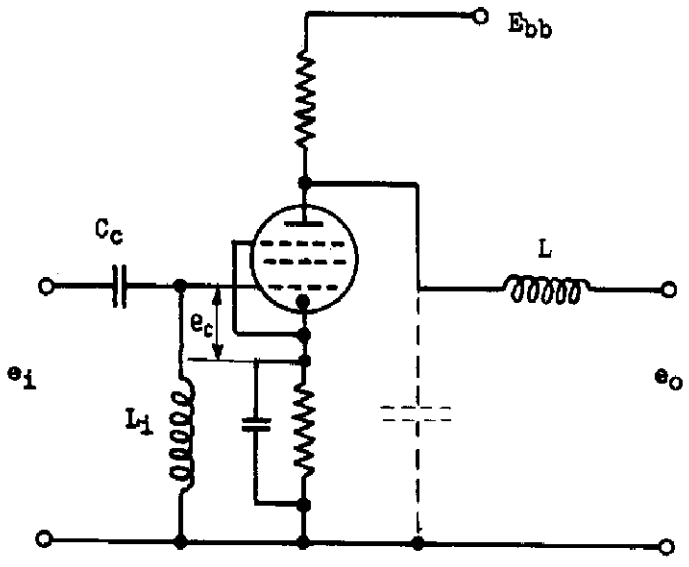
Li dient dazu, den Resonanzkreis, der durch den Ausgang der letzten ZF-Röhre mit allen Schaltkapazitäten gebildet wird, abzustimmen.

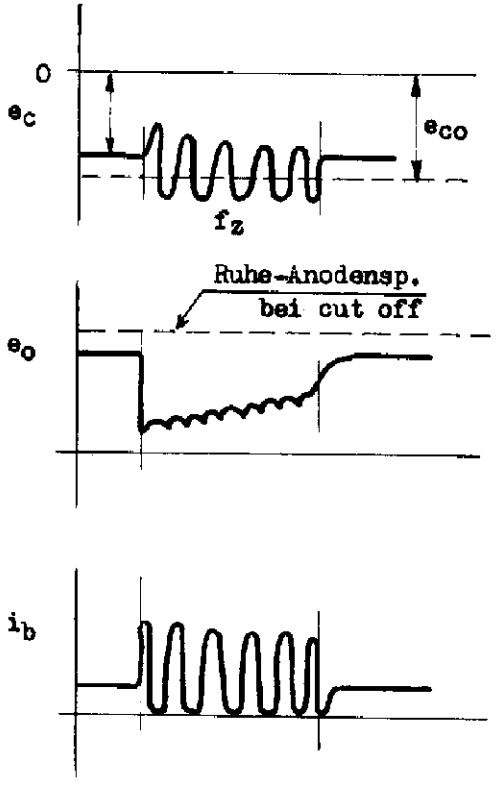
Kommt ein ZF-Impuls an, so wird nur der negative Anteil des Impulses durchgelassen. Zwischen den Impulsspitzen wird C über R entladen, e erscheint also als negativer Impuls mit gebogenen Flanken und welligem Scheitel.

Die Induktivität L bildet mit der Verdrahtung und Kapazitäten ein Tiefpassfilter, das den Ausgang des Detektors für die ZF sperrt, ohne die Video - Bandbreite zu beeinträchtigen.

Die Notwendigkeit, die ZF von der Video-Frequenz zu trennen, ist ein weiterer Grund, die ZF -Frequenz hoch zu wählen.

2. Triode oder Pentode als Detektor:



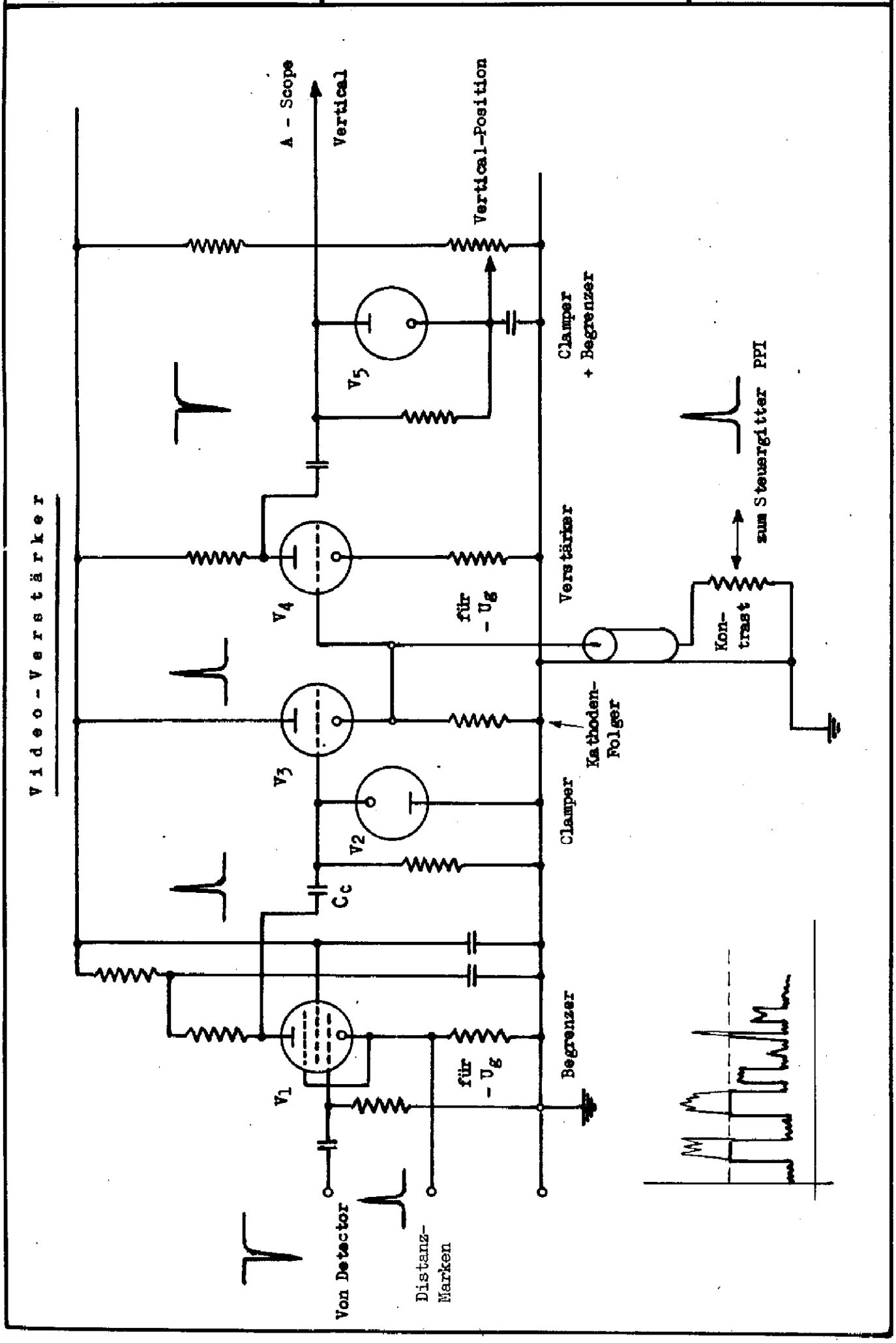


Im Ruhezustand (ohne ZF -Signal) stellt sich am Gitter eine Spannung ein, die sehr nahe bei der cut off-Spannung der Röhre liegt. Ein schwaches Signal am Eingang überschreitet sofort diese cut off -Spannung, was einer Gleichrichtung auf der Anodenseite gleichkommt. Ein Ansteigen der Spannung über der Röhre auf E_{bb} wird durch die Kapazität des Detektor-Ausganges verhindert. Es entsteht also ein Negativ-Impuls mit welligem Scheitel.

5. Video-Verstärker
(siehe Fig. Seite 15)

Der Detektor gibt einen negativen Impuls, der in V 1 verstärkt und begrenzt wird. Impulse, die z.B. -2 V Amplitude überschreiten, sperren die Röhre V 1. Diese Begrenzung hat zwei Gründe:

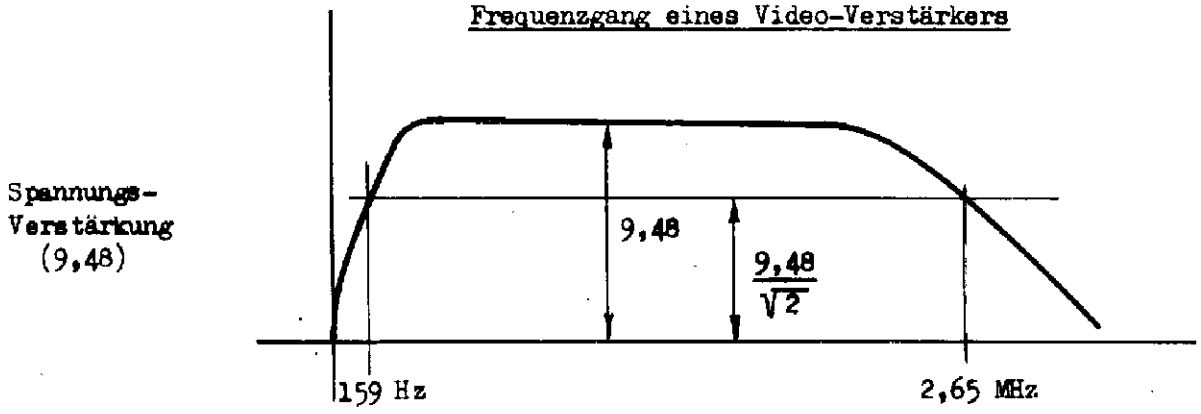
1) Verhindern eine Uebersteuerung der Kathodenstrahlröhre.
2) Verhindern des Blockierens des Video-Verstärkers auf Röhre V 3 durch hohe negative Ladung von C_c.


Video-Verstärker
A - Scope
Vertical
Vertical-Position
Clamper + Begrenzer
V5
V4
V3
V2
V1
Cc
für - Ug
Verstärker
Kathoden-Folger
Clamper
Begrenzer
Kon-trast
zum Steuergitter PPI
Von Detector
Distanz-Marken

Die Distanzmarken können auf die Kathode der Röhre V 1 als positive Impulse gebracht werden, was dieselbe Wirkung hat wie negative Impulse am Gitter.

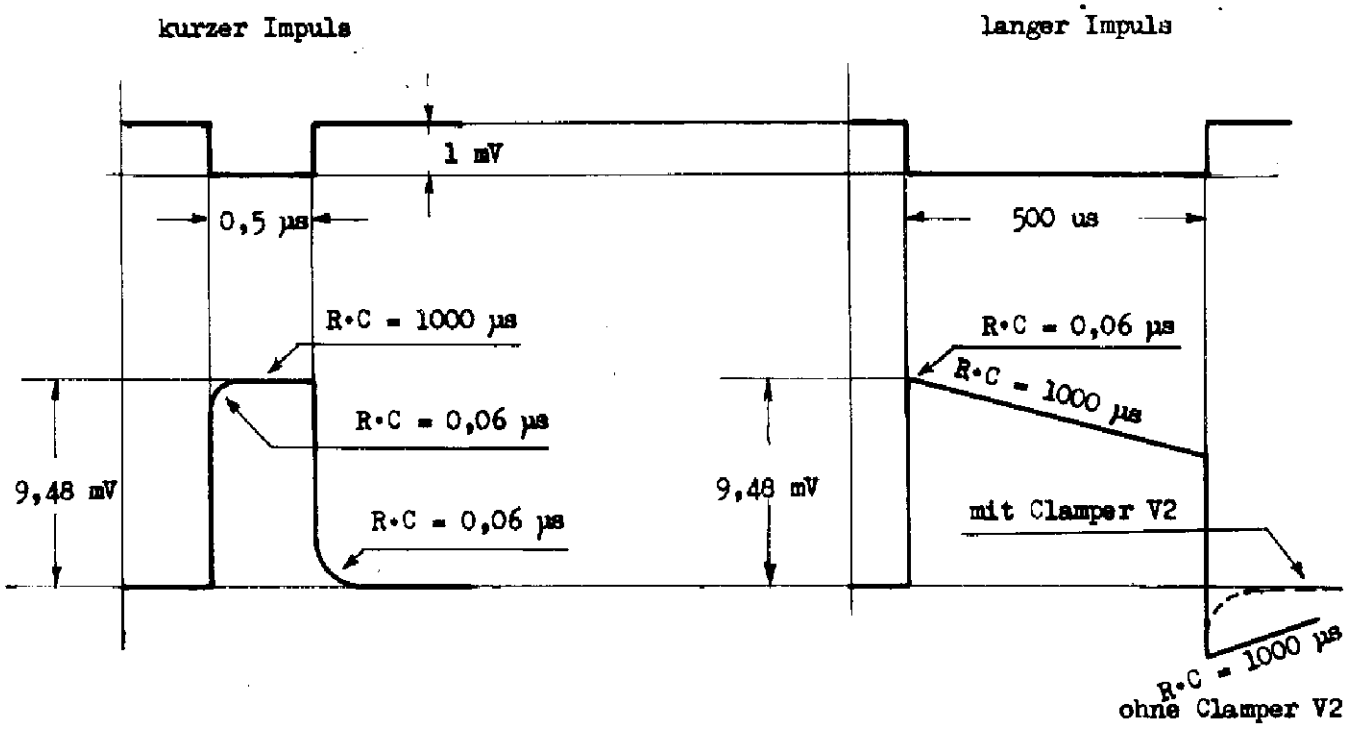
Röhre V 2 führt negative Spannungen am Gitter von V 3 sofort ab und verhindert damit eine Blockierung. V 2 + V 5 haben ausserdem die Aufgabe, die Basislinien des PPI bzw. A-Scope zu stabilisieren, indem irgendwelche negative Ladungen am Gitter von V 3 und an den Ablenkplatten unterdrückt werden.

Frequenzgang eines Video-Verstärkers



Der Frequenzgang eines Videoverstärkers hängt ab von der Bauweise des Verstärkers und vom Verstärkungsfaktor. Eine sehr breitbandige Verstärkerstufe muss zwangsläufig eine kleine Spannungsverstärkung aufweisen.

Beispiel der Wiedergabe von Impulsen



1. Geleitete und ungeleitete Wellen.

1.1 Geleitete Wellen.

Technischer Wechselstrom, Telephon, Steuerungen, HF-Feeder. Die Wellen folgen einem Leitersystem. Praktisch die ganze Energie erreicht den Bestimmungsort.

1.2 Ungeleitete Wellen.

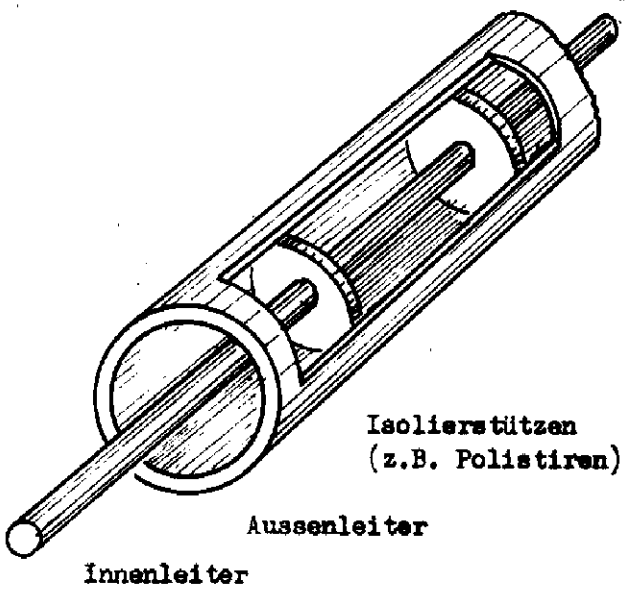
Sende-Antenne - Empfangsantenne. Auch bei stärkster Bündelung verteilt sich die Energie auf einen gewissen Raumquerschnitt, so dass nur ein Bruchteil der Energie den Bestimmungsort erreicht.

2. Uebertragungsleitungstypen für Mikrowellen.

Für sehr hohe Frequenzen werden heute allgemein Koaxialleiter verwendet. Sie weisen keine Strahlungsverluste auf und können bis 3000 MHz verwendet werden. Sie wirken unsymmetrisch bei Eingangsimpedanzen von 50 ÷ 70 Ω.

Man verwendet in Radargeräten flexible und feste Koax-Kabel. Die Innenleiter flexibler Kabel sind auf der ganzen Länge mit plastischem Material umgeben, z.B. Polyethylen. Ein Gewebe aus Kupfer bildet den Aussenleiter, der mit einer Plasticschicht geschützt wird.

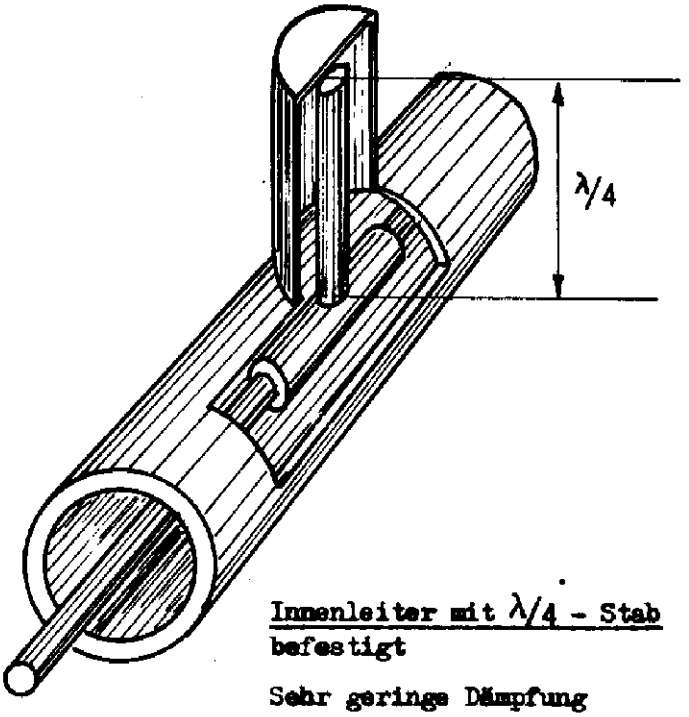
Gegen 3000 MHz werden die dielektrischen Verluste in den flexiblen Kabeln hoch. Man verwendet deshlab hier meist Koaxleiter mit Luftisolation.



Innenleiter mit Isolierscheiben gestützt

Bei hohen Spannungen ungeeignet

Bei hohen Frequenzen Reflexionen an den Stützen



Innenleiter mit λ/4 - Stab befestigt

Sehr geringe Dämpfung

Uebliche Ausführung in UHF-Geräten (bis 3000 MHz)

2.1 Daten von Koaxialleitern.

Wellenimpedanz $\boxed{R_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \ \Omega}$

R_c = Wellenimpedanz

L = Induktivität in H/m R = Widerstand in Ω/m

C = Kapazität in F/m G = Leitwert in mho/m

R_c ist unabhängig von der Leiterlänge !

Die Dämpfung im Kabel hängt von der Länge ab.

Dämpfungskonstante $x = \frac{1}{2}\left(\frac{R}{R_c} + G\,R_c\right)$ Neper/m

$= \frac{8{,}686}{2}\left(\frac{R}{R_c} + G\,R_c\right)$ db/m

Ausbreitungsgeschwindigkeit einer Welle im Leiter υ

$$\boxed{\upsilon = \frac{1}{\sqrt{L.C}} \ \text{m/s}}$$

Beispiel:

Typ	Aussen ϕ m/m	Nominal-Impedanz Ω	Nominal-Kapazität PF/m	Dämpfung bei λ = 10 cm db/100 m	Max.Betriebs-spannung KV
RG - 8/U	10,7	52	97	59	4,0
RG -17/U	22,2	52	97	32,8	11,0

3. Wellenleiter.

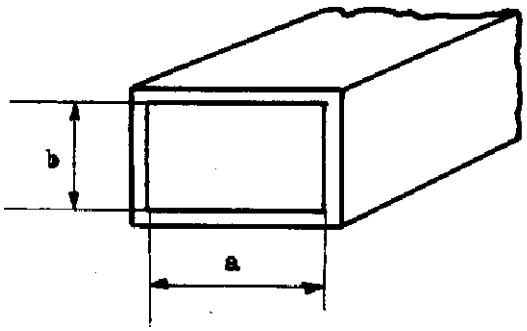
3.1 Anwendung und Vorteile.

Wellenleiter werden zum Führen von HF-Feldern vom Sender zur Antenne und von der Antenne zum Empfänger bei sehr hohen Frequenzen verwendet. In jedem Wellenleiter können verschiedene Typen von magnetischen Wellen geführt werden. Jeder Wellentyp hat jedoch eine sogenannte cut off-Frequenz, unter welcher er nicht mehr durch den Wellenleiter durchgeht.

Je grösser die Abmessungen eines Wellenleiters, desto tiefer die cut off-Frequenz jedes Wellentyps.

Die Welle mit der tiefsten cut off-Frequenz wird dominante Welle genannt. In der Regel werden Wellenleiter so dimensioniert, dass nur dieser Wellentyp geführt werden kann.

Die Berechnung der cut off-Frequenz der dominanten Welle ist einfach.



$$f_{co} = \frac{c}{2\,a} \qquad \lambda_{co} = \frac{c}{f_{co}}$$

f_{co} = cut off-Frequenz

c = Lichtgeschwindigkeit = 3.10^8 m/s

Beispiel:

$$\lambda_{co} = 2\,a$$

a = 2,3 cm

Längste Welle die noch geleitet wird = λ_{co} = 4,6 cm f_{co} = 6'500 MHz

Für λ = 10 cm wird die minimale Abmessung für a

$$a = \frac{\lambda}{2} = 5 \text{ cm}$$

Im letzten Beispiel darf also der Wellenleiter für λ = 10 cm nicht unter 5 cm breit sein, um die Schwingung übertragen zu können.

Die Schmalseite b des Wellenleiters ist weniger kritisch. Normalerweise ist b = ca. $\frac{a}{2}$

Ueberschreitet a die Wellenlänge λ oder b $\lambda/2$, so sind höhere Wellentypen im Leiterinnern möglich, was verhindert werden soll.

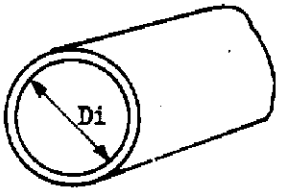
a soll also zwischen $\frac{\lambda}{2}$ und λ

b zwischen $\frac{\lambda}{4}$ und $\frac{\lambda}{2}$ liegen

Praktische Werte:

$$a = 0{,}7 \cdot \lambda \text{ cm}$$
$$b = 0{,}35 \cdot \lambda \text{ cm}$$

Für runde Wellenleiter:



$$Di = 0{,}75 \cdot \lambda \text{ cm}$$

Beispiel: $\lambda = 10$ cm

Wellenleiter = 7 / 3,5 cm

Ueber 10 cm Wellenlänge werden Wellenleiter **unpraktisch.**

Beispiel:

$\lambda = 1$ m	a = 70 cm	b = 35 cm
$\lambda = 10$ m	a = 7 m	b = 3,5 m

Die Wellenleiter haben **keine Strahlungsverluste**, weil ja alle Felder komplett eingeschlossen sind.

Die Dämpfung ist **minim**, da sich keine Isolierstoffe ausser Luft im Leiterinnern befinden.

Beispiel:

Dämpfung von Stub-Koax-Kabel $\lambda = 10$ cm Messing	= 0,07 db/m
Rechteck-Wellenleiter 7 x 3,5 cm	= 0,04 db/m
RG - 8/U	= 0,6 db/m !

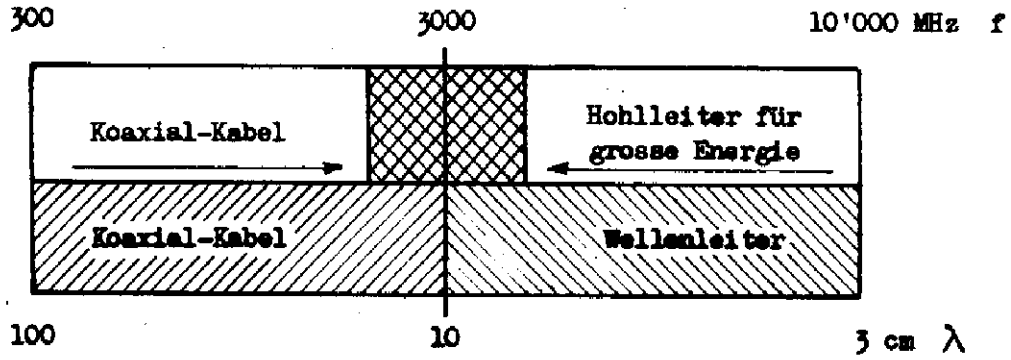
Die Spitzenleistungs-Kapazität der Wellenleiter ist grösser als jene der Koax-Leiter. Speziell bei hohen Frequenzen müssen die Abmessungen von Koax-Leitern klein sein. (tiefhalten der Kapazität)

Beispiel:

3 cm - Welle	:	12 mm Koaxial-Leitung	:	360 kW maximal
		25 x 12 ▭ -Leiter	:	1000 kW maximal

Wellenleiter sind einfacher und robuster als Koax-Leiter, die z.B. grosse Erschütterungen oder Stösse nicht ertragen.

Praktisch werden folgende Leitertypen verwendet:

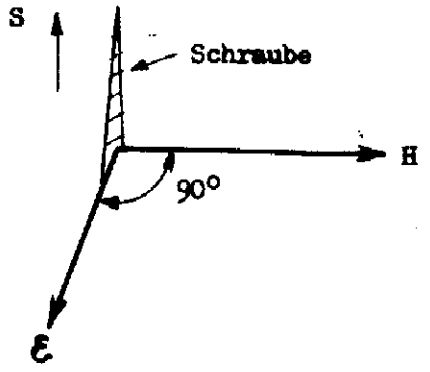


Zusammenfassung der Vorteile der Hohlleiter:

1. Komplette Abschirmung (keine Strahlungsverluste).
2. Keine dielektrischen Verluste.
3. Kleinere Cu-Verluste als Koax-Kabel gleicher Dimension
4. Grössere Belastbarkeit " " " "
5. Einfacher Konstruktion " " " "
6. Dimensionen praktisch verwendbar für λ kleiner als 12 cm

3.2 Energiefluss S.

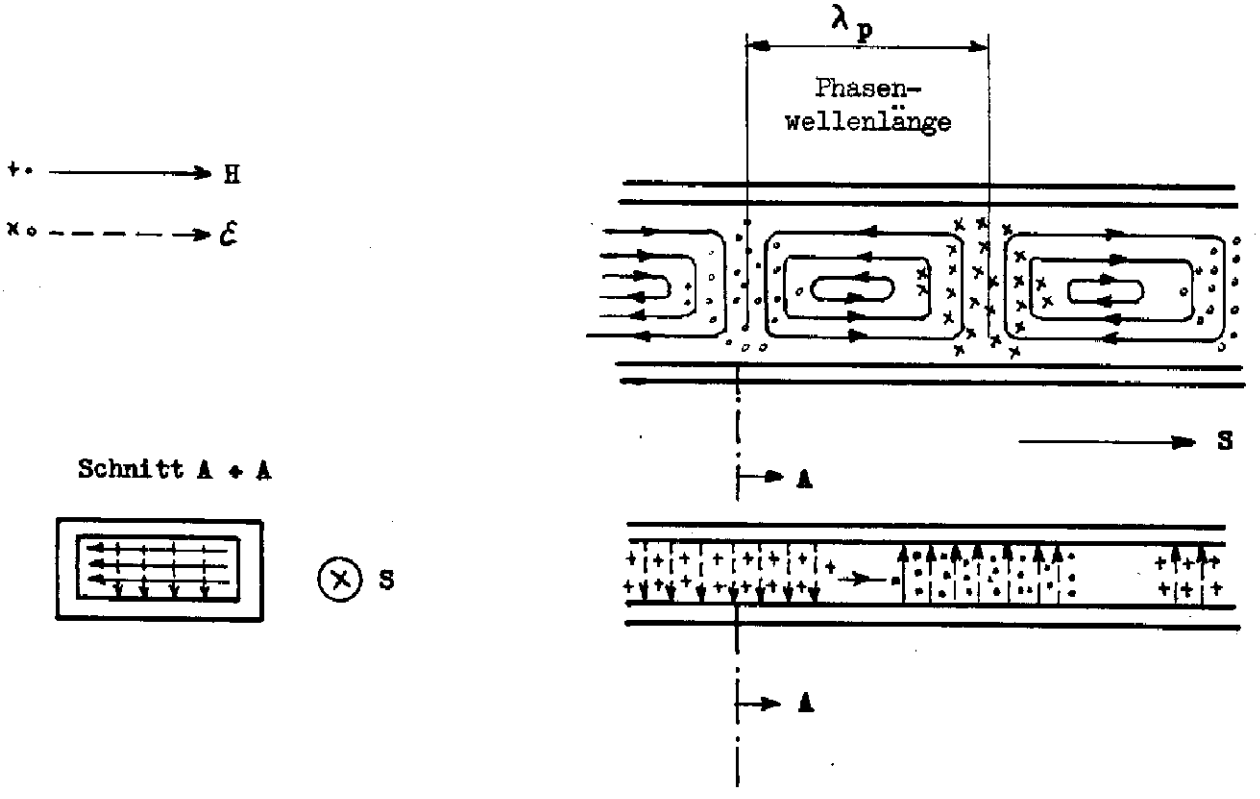
Der Energiefluss pro cm^2 ist durch den sogenannten Poynting - Vektor bestimmt. Die Richtung des Energie-Transportes steht sowohl senkrecht zum magnetischen Feld H als auch zum elektrischen Feld $\mathcal{E}$ und ist durch eine Schraubenregel definiert.



Jedes elektrische Feld ist zwangsläufig mit einem senkrecht dazu verlaufenden Magnetfeld verknüpft.

Bei Wellenleitern liegt S praktisch parallel zum Leiter.

Beispiel: Dominante Feldverteilung und Energieflussrichtung in einem Rechteckleiter Typ TE 10.



λ_p = Wellenlänge im Wellenleiter (Phasenwellenlänge)

3.3 Typisierung der Wellenleiter.

Beispiel: TE 1,0

TE : Transversal - elektrisch d.h. das elektrische Feld liegt in der Querschnittebene.

Index 1,0 (m, n)

m : Vielfaches von $\lambda/2$ für Breitseite des Leiters

n : " " für Schmalseite " "

TM : Transversal - magnetisch d.h. die Magnetfelder liegen in der Querschnittebene.

3.4 Ausbreitungsgeschwindigkeit im Wellenleiter.

Die Phasengeschwindigkeit Vp der HF-Schwingung im Wellenleiter wird merkwürdigerweise grösser als die Lichtgeschwindigkeit (damit wird auch λp grösser).

Dieser Tatsache kommt praktisch keine Wichtigkeit zu, da die Geschwindigkeit des umfassenden Video-Impulses (Gruppengeschwindigkeit Vg) unter der Lichtgeschwindigkeit bleibt.

Die HF-Schwingungen verschieben sich also innerhalb des Impulses während des Durchgangs durch den Wellenleiter.

4. Dämpfungs-Berechnung.

Beispiel: Vergleich der Dämpfung folgender Leiter bei λ = 10 cm

1.	20 m	RG-8/u	β = 12 dB
2.	20 m	Stub-Koax	β = 1 dB
3.	20 m	▭ - Leiter	β = 0,6 dB

$$\beta = 10 \cdot \log \frac{Pi}{Po} \text{ dB}$$

Pi = Inputleistung

Po = Outputleistung

Pi = 500 kW

1. $\beta = 10\,dB$ $\qquad \beta = 10 \cdot \log \frac{Pi}{Po}$

$$\log \frac{Pi}{Po} = \frac{\beta}{10} = 1{,}2 \text{ Bel} = \log \frac{Pi}{Po}$$

$$\frac{Pi}{Po} \cong 16 \qquad Pi = 500 \qquad Po = \frac{500}{16} = \underline{31{,}2 \text{ kW}}$$

Die Leistungsabschwächung auf einem Leiter kann durch das Verhältnis $\frac{Pi}{Po}$ ausgedrückt werden.

Liest man den Logarithmus dieser Abschwächung ab, so stellt dieser Wert ein Mass für die Dämpfung in Bel dar. Die Einheit Dezibel (dB) ist zehnmal kleiner. Bel-Wert verzehnfacht gibt dB.

Umgekehrt kann ein Dämpfungswert in Bel als Logarithmus der Abschwächung verwendet werden.

2. $\beta = 1{,}0$ $\qquad \log \frac{Pi}{Po} = 0{,}1 \qquad \frac{Pi}{Po} = 1{,}26 \qquad Po = \frac{500}{1{,}26} = 397 \text{ kW}$

$\underline{Po = 397 \text{ kW}}$

3. $\beta = 0{,}6$ $\qquad \log \frac{Pi}{Po} = 0{,}06 \qquad \frac{Pi}{Po} = 1{,}148 \qquad Po = \frac{500}{1{,}148} = 435 \text{ kW}$

$\underline{Po = 435 \text{ kW}}$

Dämpfung dB	Leistungsabschwächung Pi/Po
0,01	1,002
0,05	1,012
0,1	1,026
0,5	1,122
1	1,259
5	3,163
10	10
12	16
15	31,6
20	100
25	316
30	1'000
40	10'000
50	100'000
60	1'000'000

Verstärkung wird durch negatives Dämpfungsmass angegeben.

Beispiel: - 30 bB entspricht einer 1000 fachen Leistungsverstärkung.

Auf Spannung bezogen:

$$\beta = 20 \cdot \log \frac{Ui}{Uo}$$

Beispiel:

20 m Rg - 8/U $\lambda = 10$ cm; $U = 10^3$ V Uo - ?

$$\log \frac{Ui}{Uo} = \frac{\beta}{20} = \frac{12}{20} = 0{,}6$$

$$\frac{Ui}{Uo} = 4 \quad Uo = \frac{10^3}{4} = \underline{\underline{250 \text{ Volt}}}$$

Leistung	500	kW	31,2	kW
Spannung	1000	V	250	V

Verhältnis $\frac{16}{4}$

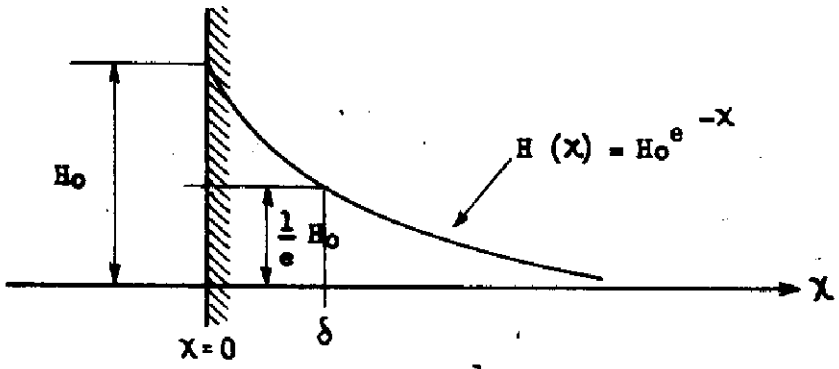
1. Grundsätzliche Ueberlegungen.

Für die Mikrowellentechnik (MWT) behalten im Prinzip alle elektrischen Grundgesetze Gültigkeit. Bloss bekommt das Mass- zu Wellenlängeverhältnis ein ganz anderes Bild. Man könnte auch für Kurzwellen einen Wellenleiter bauen. Allerdings würde dieser die Abmessungen eines Windkanals erhalten.

Zum Verständnis der Vorgänge in der MWT müssen wir das Gesetz des Skin-Effektes gut verstehen. (Stromverdrängung an die Oberfläche) Mit zunehmender Frequenz nimmt die Eindringtiefe δ (delta) des Stromflusses in einem Leiter ab.

Definition.

Leiter mit Leitfähigkeit χ (Ω m), Permeabilität μ



$$H(\delta) = \frac{1}{e} Ho$$

δ ist die Tiefe, in der die Feldstärke auf $\frac{1}{e}$ abfällt

$$\boxed{\delta = \sqrt{\frac{\chi}{\pi \cdot f \cdot \mu}}}$$

δ = Eindringtiefe in m
f = Frequenz in Hz
μ = relative Permeabilität
χ = Leitfähigkeit in Ω m

χ für Kupfer ist: $\chi_{Cu} = 1.7241 \; 10^{-8} \; \Omega$ m

Setzen wir $k_{Cu} = 1$ (relative Leitfähigkeit), so ist

Silber	k_{Ag}	= 0.95	μ	=	1
Kupfer	k_{Cu}	= 1	μ	=	1
Zinn	k_{Sn}	= 6.7	μ	=	1
Messing	k_{Ms}	= 3.9	μ	=	1
Eisen	k_{Fe}	= 5.6	μ	=	1
Aluminium	k_{Al}	= 1.64	μ	=	1
Gold	k_{Au}	= 1.416	μ	=	1

Nun wird δ

$$\delta \approx \frac{200}{3} \sqrt{\frac{km}{f \cdot \mu}} \text{ mm}$$

km = relative Leitfähigkeit des Metalles.

$$\delta = 0{,}0662 \cdot \sqrt{\frac{1}{f}} \text{ m}$$

für Kupferleiter

δ = Eindringtiefe (delta)

Für bessere Leiter = kleinere Eindringtiefe.

Als gute Näherungsformel gilt:

$$\delta = \frac{200}{3 \cdot \sqrt{f}} \text{ mm}$$

Beispiel:

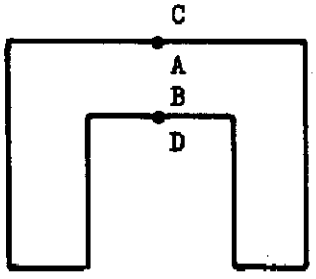
Gleichstrom	f = 0	δ	=	∞	(homogene Stromverteilung)
Netz	f = 50 Hz	δ	=	9,35 mm	
Kurzwellen	f = 3 MHz	δ	=	0,0382 mm	
VHF	f = 150 MHz	δ	=	0,0054 mm	
Radar	f = 3000 MHz	δ	=	0,00121 mm	

Sobald in einem Stromkreis Strahlungsverluste auftreten, spricht man von Antennen. Ein elektrischer Stromkreis hat nur ohmsche Verluste.

Definition der Elektrizität vom Mikrowellen-Standpunkt aus.

Elektrizität ist eine Erscheinung von Wellen elektromagnetischer Felder, die den Raum zwischen zwei Leitern erfüllen. Leiter und Dielektrikum dienen zum führen oder sperren der elektrischen Energie.

Wellenleiter sind sogenannte Begrenzungen für Mikrowellen. Mikrowellen durchdringen Metallrohre nicht. Allerdings haben die Begrenzungen spezielle Eigenschaften. Immer wenn in der Mikrowellentechnik von Strom in Leitern die Rede ist, handelt es sich dabei um einen solchen Grenzeffekt.



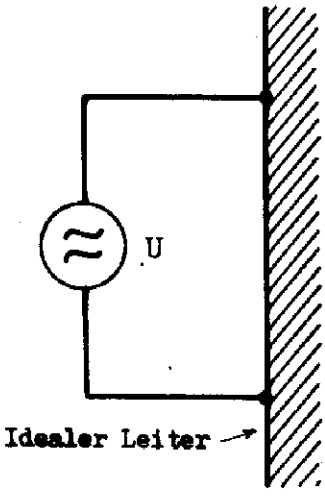
Die Figur stelle einen Schwingtopf dar. Die Punkte A und B haben hier eine bestimmte Impedanz, die jedoch eine ganz andere ist als jene der Punkte C und D, die vielleicht nur um 10^{-3} mm verschoben liegen.

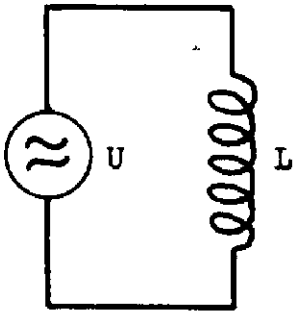
Verhältnisse an der Oberfläche eines idealen Leiters bei Mikrowellen.

Aus den Tatsachen, dass die angelegte Spannung U durch eine Gegenspannung kompensiert wird und dass die Eindringtiefe der Mikrowellen = 0 wird, schliessen wir:

A An der Leiteroberfläche (Begrenzung) ist das elektrische Feld gerade 0.

B Ein Strom im Leiterinnern ist unmöglich.





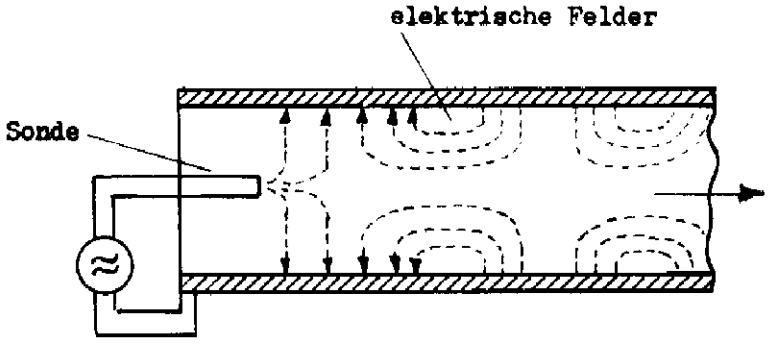
Ersatzschema

$$1/\rho = \infty \qquad R = \frac{\rho L}{F} = 0$$

$$J = \frac{U}{R} = \frac{U}{0} \longrightarrow \infty$$

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \cdot \pi \cdot f}} = \underline{0}$$

Bei nicht idealem Leiter (Normalfall) wird der Strom eine ganz geringe Eindringtiefe aufweisen, somit ein Energieverlust $J^2 \times R$ entstehen. Zudem wird ein sehr kleines elektrisches Feld an der Leiteroberfläche auftreten, das aber praktisch immer vernachlässigbar ist.



Beispiel der Darstellung eines Mikrowellenvorganges mit Bildern.

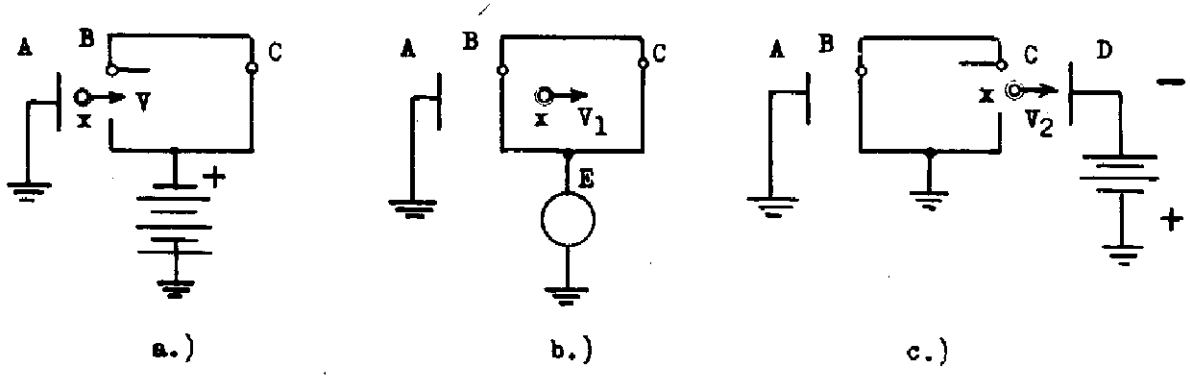
Bei genügend hoher Frequenz wird sich das Feld der Sonde im Hohlraum in Richtung des Pfeiles ausbreiten. Der Hohlleiter umschliesst diesen Vorgang durch seine Innenfläche.

Es fliesst kein Strom im Hohlleiter !

Die Welle breitet sich entlang der Begrenzung im Hohlleiterraume aus.

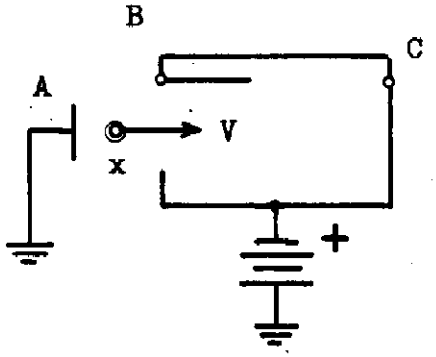
Elektronen verschieben sich langsam

Figur 1



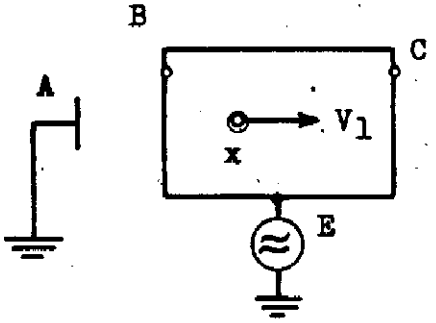
Bei elektronischen Vorgängen muss in der Mikrowellentechnik die sogenannte Transitzeit berücksichtigt werden, d.h. z.B. die Zeit, die ein Elektron braucht, um von der Kathode zur Anode zu fliegen.

Figur 1 a)



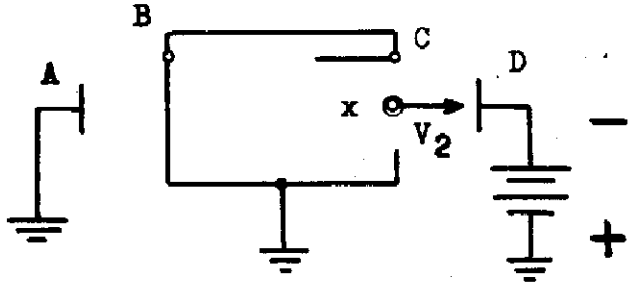
A emittiert ein Elektron x. x wird durch eine positive Spannung an B beschleunigt und tritt in die Oeffnung ein.

Figur 1 b)



x habe auf der Höhe B die Geschwindigkeit V_1 erreicht und fliegt mit derselben V_1 weiter, obgleich das Potential (B-C) E im Rhythmus der Wechselspannungsquelle ändert. (kein Feld im Innern des Hohlraumes)

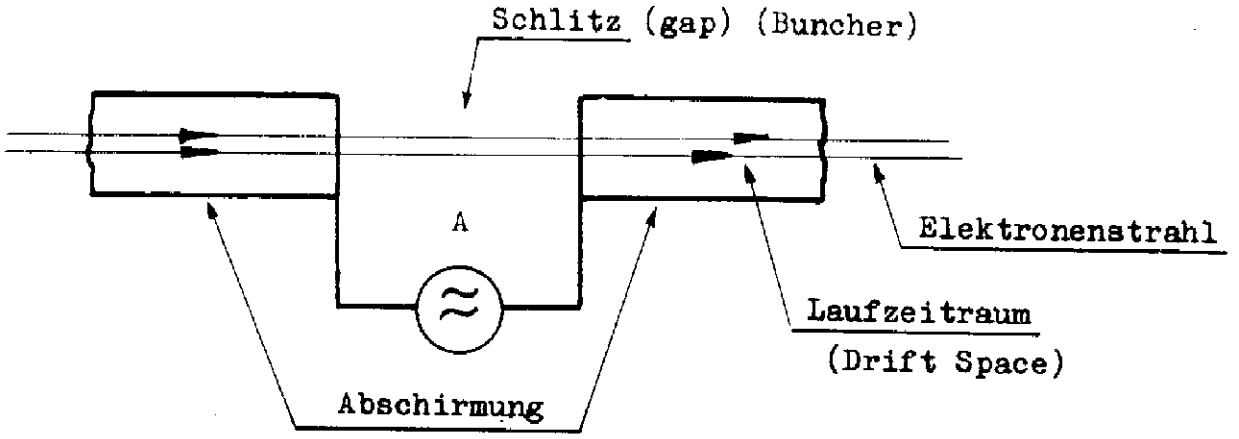
Figur 1 c)



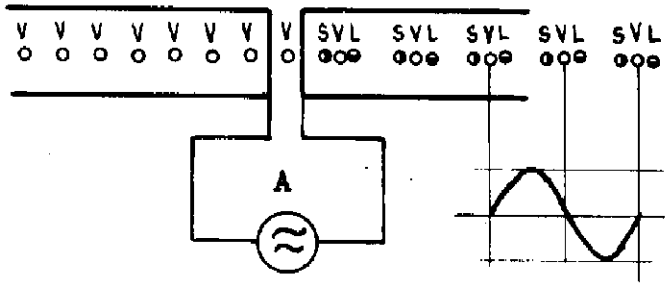
Nun tritt x bei C aus und wird durch die negative Ladung D verzögert.

Ein Elektron wird durch el. Felder verzögert bezw. beschleunigt !

Geschwindigkeits - Modulation



Ein Elektronenstrahl wird beschleunigt und dann in einem Hohlraum von äussern Einflüssen ferngehalten.



○ V = Anfangsgeschwindigkeit

⊖ L = verzögerte Elektronen

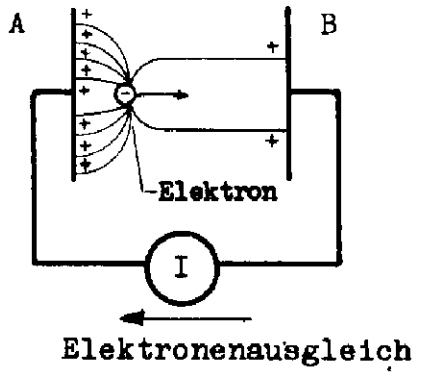
◐ S = beschleunigte Elektronen

Je nach der Polarität der Spannung über dem Schlitz wird die Anfangsgeschwindigkeit V der Elektronen beschleunigt oder verzögert.

Die Elektronen fliegen mit den neuen Geschwindigkeiten S, L oder V in den Laufzeitraum rechts hinein. Während der Transitzeit in diesem Raum entsteht eine Gruppenbildung von Elektronen. Die Anfangsgeschwindigkeit V der Elektronen im Klystron - Eintrittsspalt (vor dem Laufzeitraum) muss mit Hilfe des Beschleunigungsgitters der Länge r_o des Laufzeitraumes so angepasst werden, dass an der Stelle des Austrittsspaltes, nach dem Laufzeitraum r_o die beschleunigten und verzögerten Elektronen zeitlich zusammentreffen (Elektronenpaketierung).

Elektronenbewegung erzeugt elektrischen Strom

Elektronenbewegung zwischen zwei Leitern.

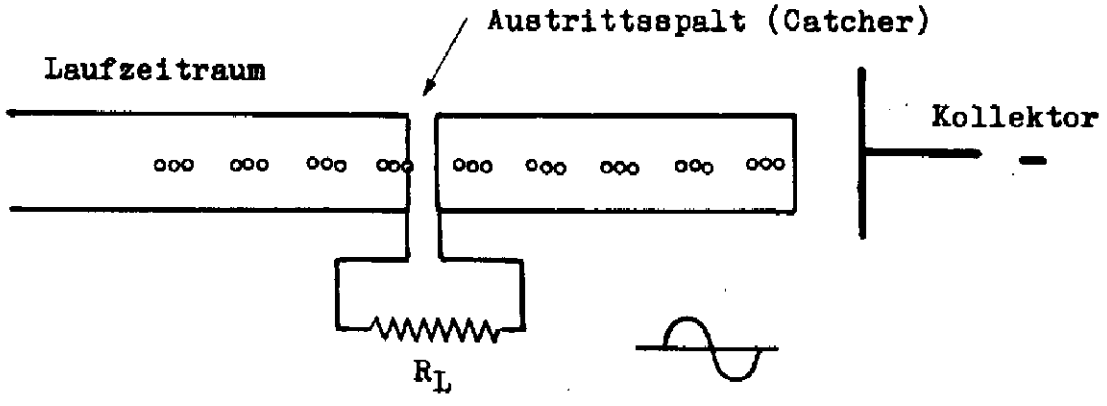


Das Elektron bindet, Kraft seiner negativen Ladung, ganz bestimmte positive Ladungen auf A und B, deren Verhältnis vom Abstand des Elektrones von den Leitern abhängt. Wird das Elektron gegen B zu bewegt, so wird ein Teil der positiven Ladung von A durch das Ampèremeter nach B verschoben, und zwar so, dass B rechtzeitig der Ladung des Elektrons entgegenwirken kann. Erreicht dieses B, so fliesst kein Strom mehr.

Die Elektronenbewegung hat also einen elektrischen Strom zur Folge.

Beispiel:

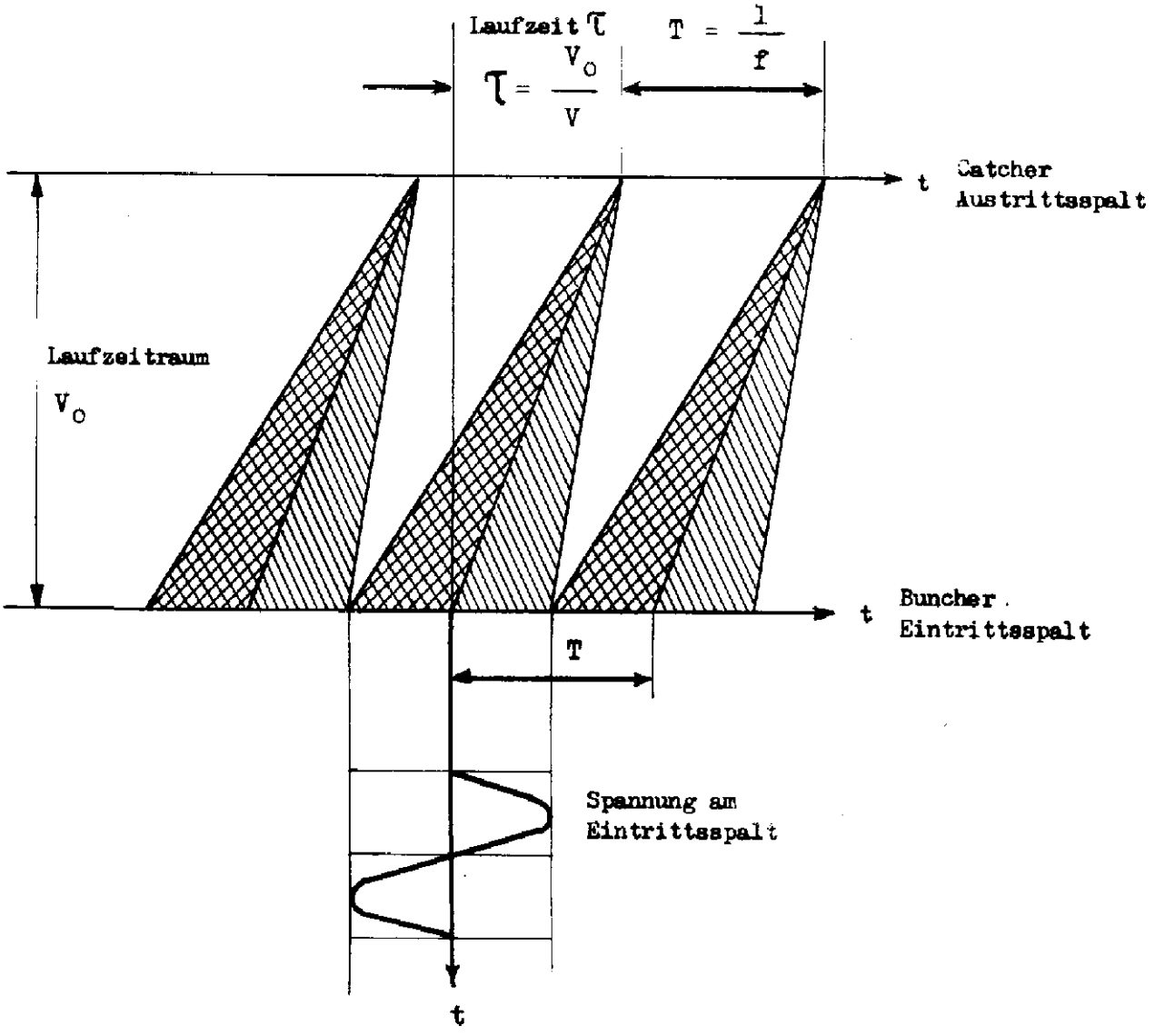
Geschwindigkeitsmodulation output - Seite.



Der Durchgang der Elektronen durch den Schlitz hat eine Ladungsverschiebung im äusseren Stromkreis RL zur Folge. Da nun der Durchgang gruppenweise erfolgt, wird sich der Ladungsausgleich im Rhythmus der Gruppen einstellen.

Die Kollektorelektrode bremst in der Regel den Elektronenstrahl, um Wärmeverluste klein zu halten.

Elektronenfahrplan (Applegate - Diagramm)



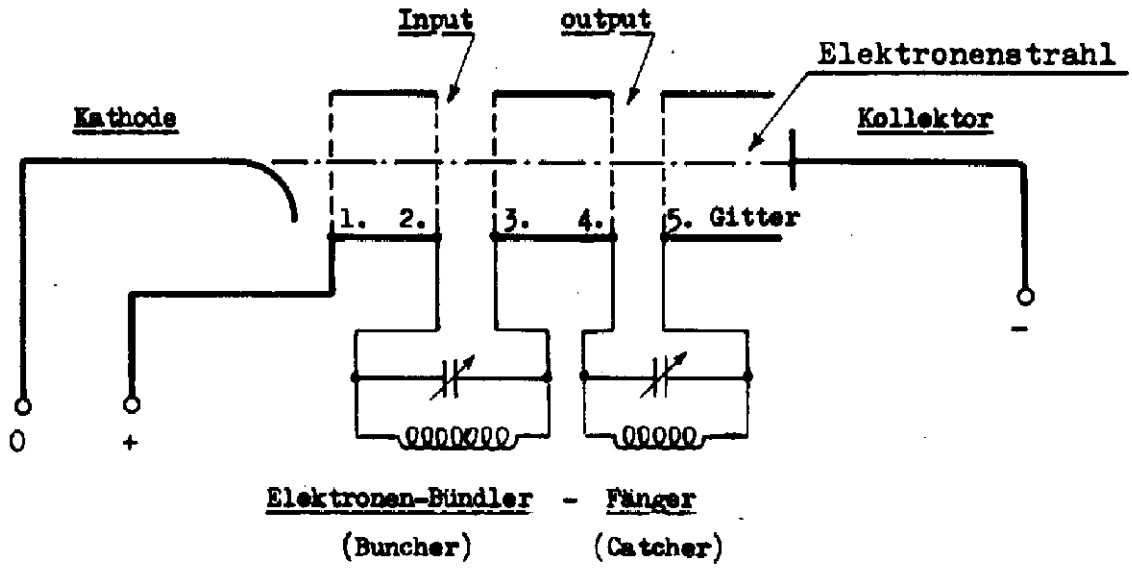
beschleunigte Elektronen

verzögerte Elektronen

2. Das Klystron

Das Klystron wird als Local-Oscillator in Radar-Empfängern verwendet. Es stellt eine erste praktische Anwendung der vorangehenden Ueberlegungen dar.

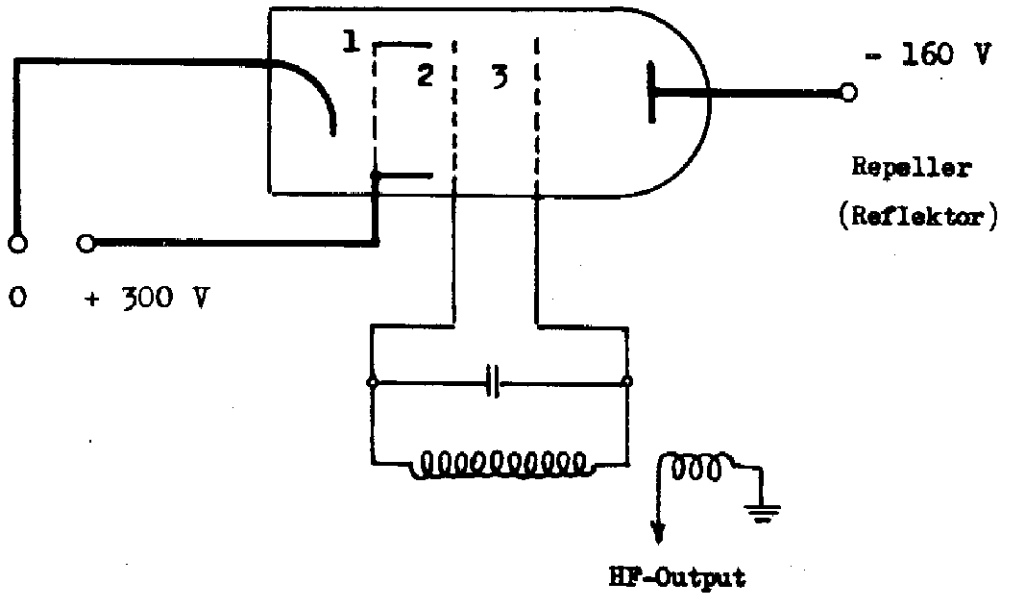
2.1 Das Klystron mit 2 Schwingkreisen.



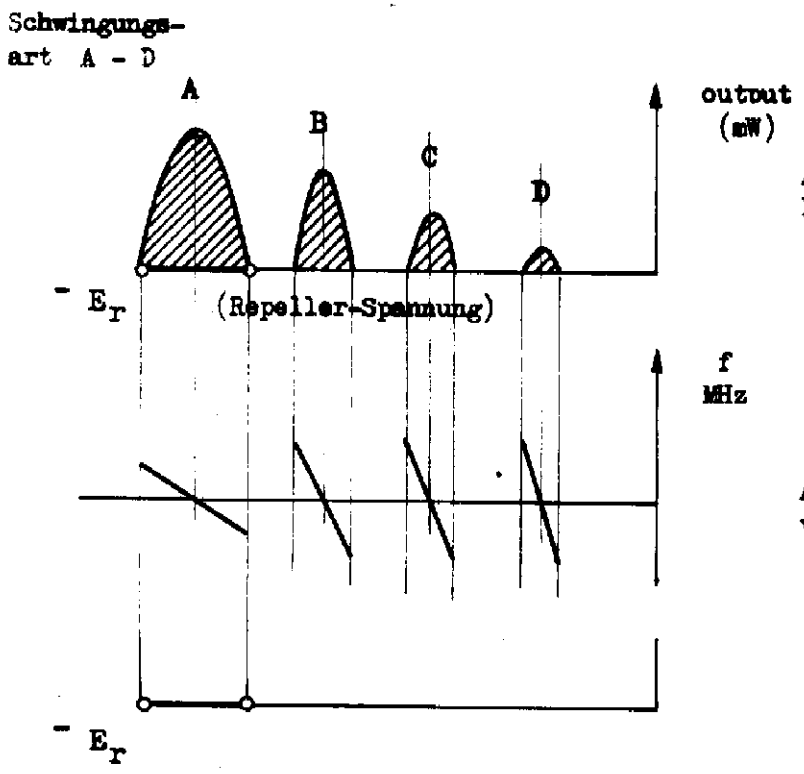
Zwischen Gitter 2 + 3 entsteht eine Geschwindigkeitsmodulation, die zwischen 4 + 5 zur Rückkopplung verwendet wird. Die Röhre kann auf verschiedene Arten schwingen, je nach der beschleunigenden Spannung am ersten Gitter, das heisst, je nach der Geschwigkeit der Elektronen. Bedingung ist, dass die Felder der beiden Schwingkreise in Phase sind.

2.2 Das Reflexklystron

Heute wird in Local-Oscillatoren ausschliesslich das Reflexklystron angewendet. Es ist einfacher im Gebrauch als das Klystron mit 2 Schwingkreisen



Die hohe negative Spannung am Repeller weist die fliegenden Elektronen zurück. Diese durchqueren also den Raum zwischen Gitter 2 und 3 zweimal. Beim ersten Durchgang wirkt die Strecke 2 - 3 als Bündler (input), das zweite mal als Fänger (output). Je nach der angelegten Repellerspannung arbeitet das Reflexklystron auf einer bestimmten Schwingungsart (mode).



Abhängigkeit der Klystron-output-Leistung von der Repeller-Spannung.

Abhängigkeit der Klystronfrequenz von der Repeller-Spannung.

Vorteilhaft arbeitet man in diesem Falle auf die Schwingungsart A, was grösste Output-Leistung und grösste Frequenzstabilität ergibt. Um mit Sicherheit immer auf diese Schwingungsart zu arbeiten, darf die Repellerspannung nur im ersten o———o Bereich verändert werden.

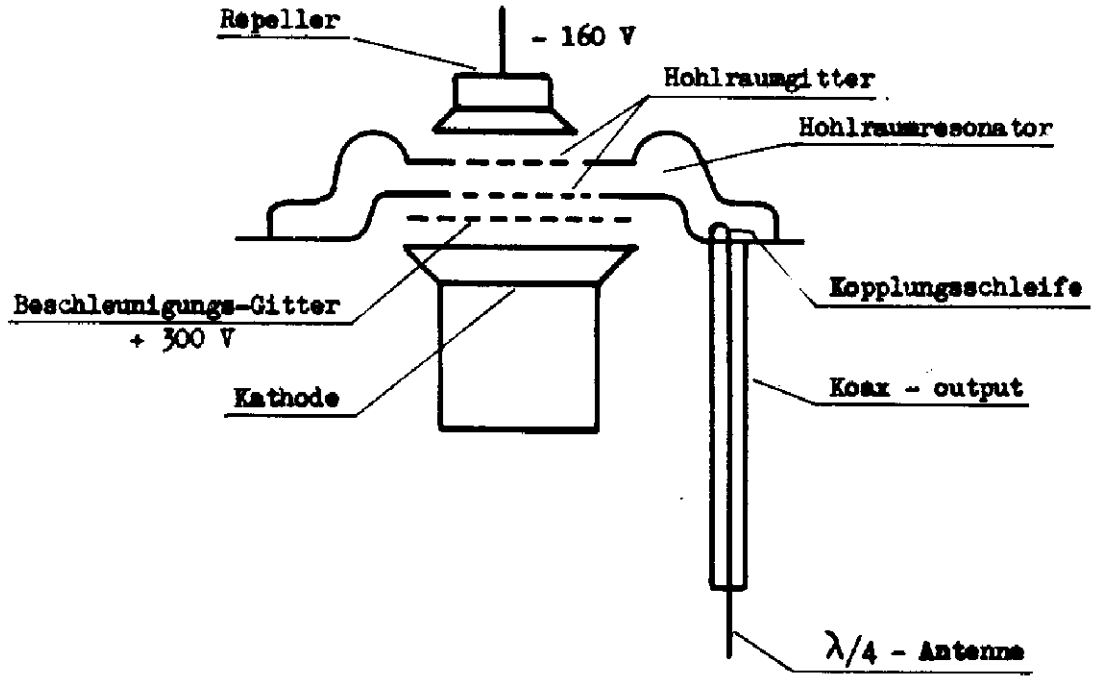
Beispiel:

Local - Oscillator LGR 1

Reflexklystron 6BM6

Die Repellerspannung kann zur Abstimmung des Empfängers mit einem Potentiometer am Indicator von - 408 bis - 516 V verändert werden. Der Schwingkreis wird durch einen Schwingtopf, in dem sich das Klystron befindet, dargestellt.

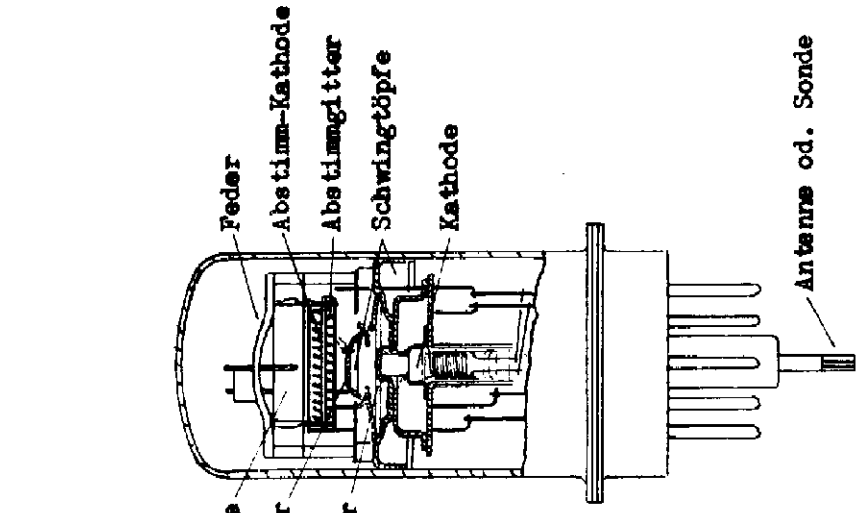
Reflexklystron 2 K 25 (723 AIB) für $\lambda = 3$ cm



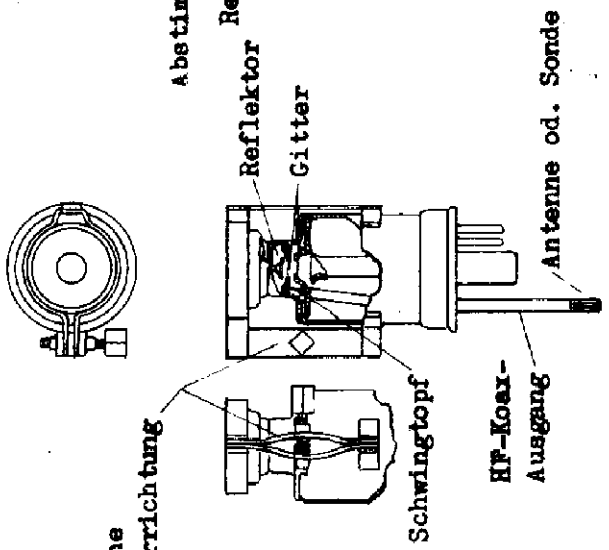
Abstimmung durch mechanische Deformation des Resonators.

Uebliche Klystronwerte für Leistung : mW ÷ max. 5 Watt

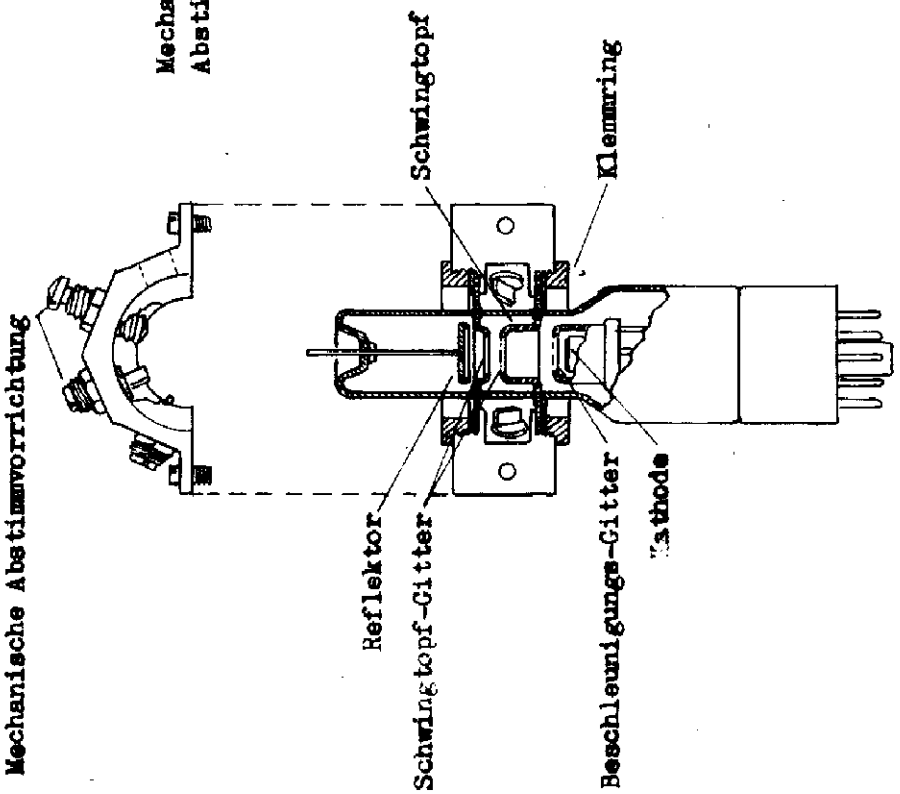
Aufbau typischer Reflex-Klystrone:



Typ 2 K 45



Typ 2 K 25



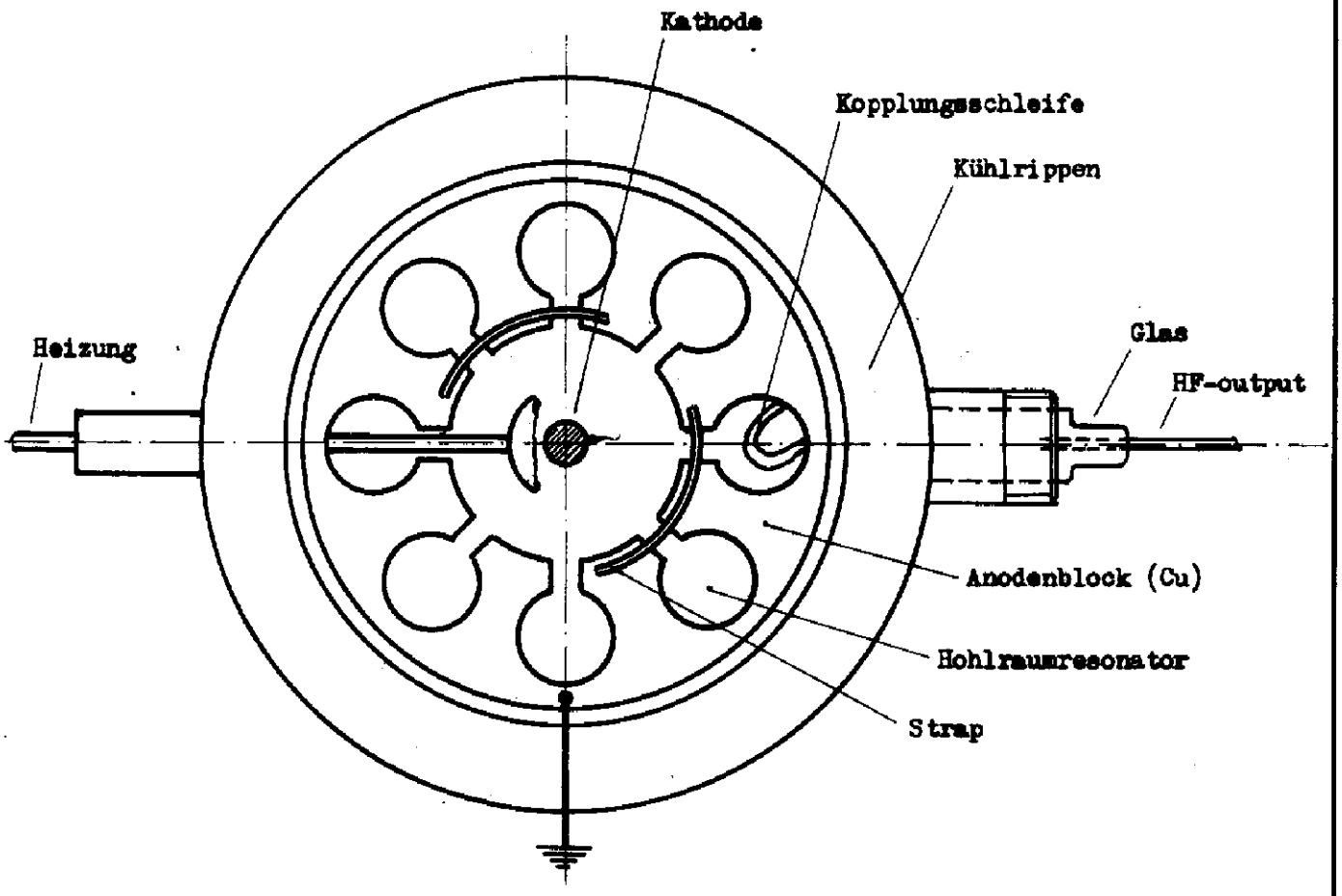
Typ 707 B mit Schwingtopf

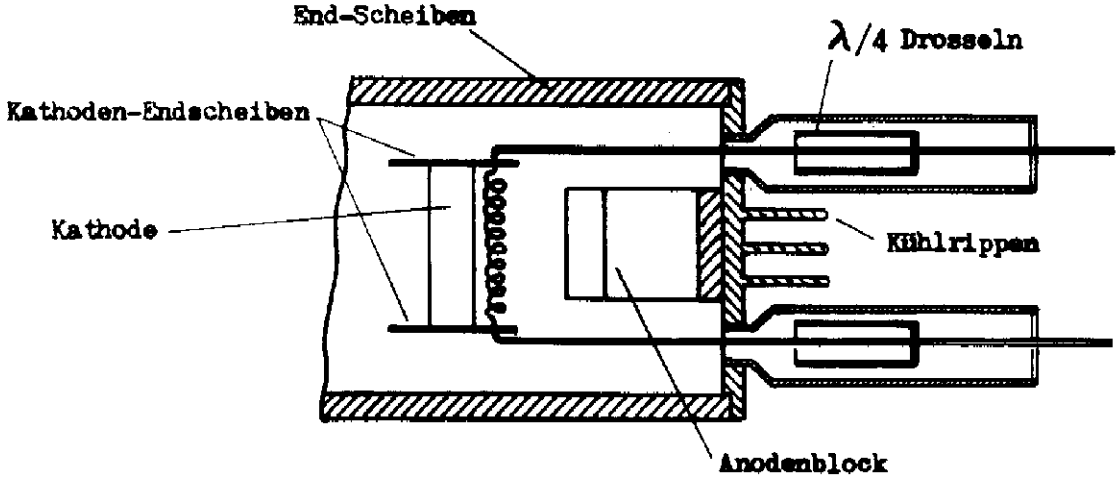
3. Das Magnetron.

3.1 Allgemeines.

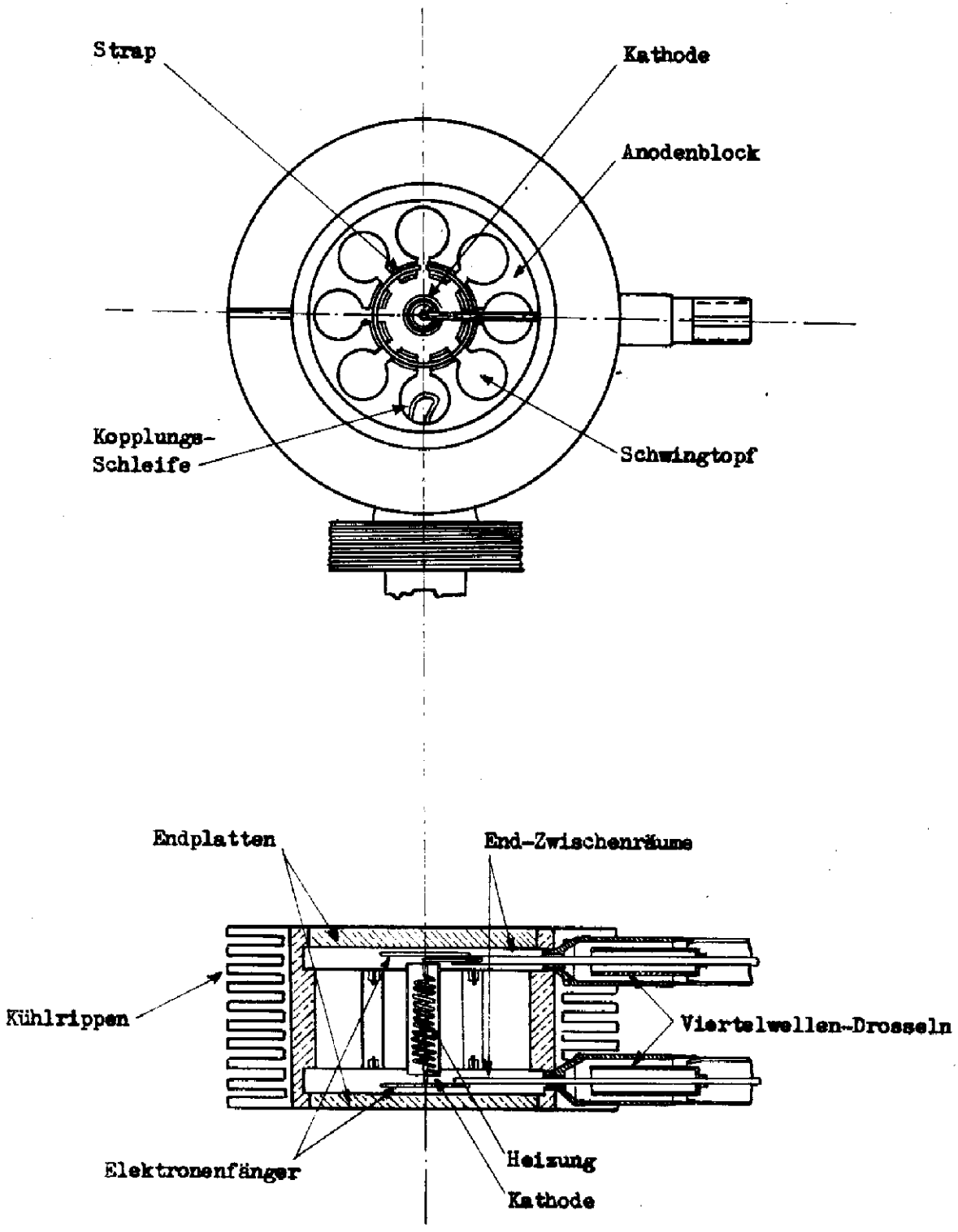
Heute werden in Radargeräten fast ausschliesslich einstufige Magnetronsender verwendet. Der Aufbau eines Magnetrons ist ähnlich einer Diode, mit einem Magnetfeld parallel zur Kathode. Die Anode besteht aus einem Kupferblock mit Löchern und Schlitzen, welche die Schwingkreise (Hohlraumresonatoren) des Magnetrons darstellen.

Die Kathode ist für einen grossen Stromfluss sehr kräftig ausgebildet, die Anode für hohe Spannung (Impulse hoher Leistung).





Schnitt - Darstellung eines 10 cm - Magnetrons:



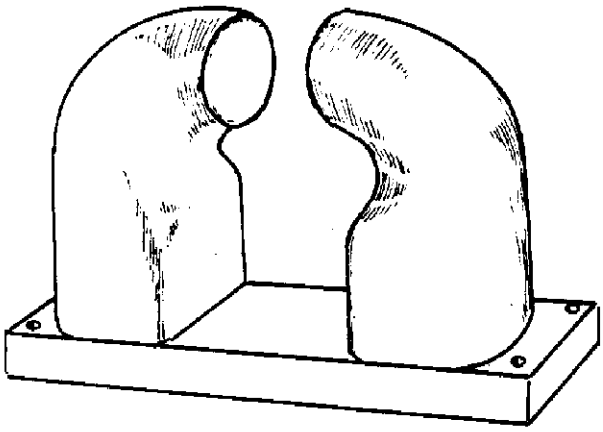
Typ 2 J 32

Der Anodenblock und die Kühlplatten sind geerdet. Das Magnetron wird auf der Kathode mit einer negativen Spannung getastet.
Die Straps dienen zur Stabilisierung der Ausgangsleistung.

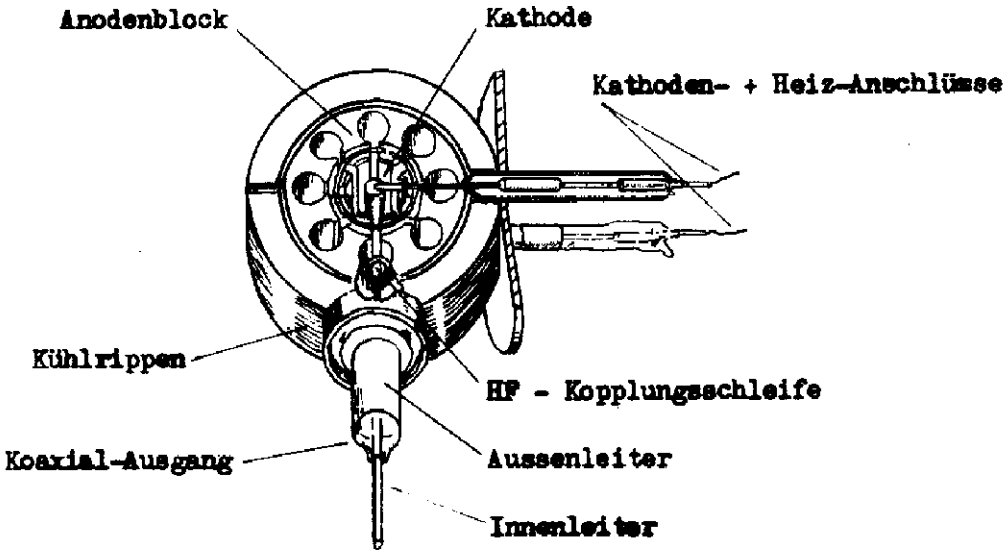
Die Kathodenendscheiben verhindern ein Ausbrechen der Elektronen aus dem Laufzeitraum zwischen der Kathode und Anode.

Die $\lambda/4$ Drosseln in den Heizleitungen bilden Sperrglieder für die HF gegen den Heiztransformator zu.

Das Magnetron könnte mit einem Klystron mit mehreren Schlitzen verglichen werden. Zwischen Kathode und Anode liegt der Laufzeitraum, in dem sich die Elektronen bewegen können. Die Elektronenbahnen werden hier durch die Gleichspannung zwischen Kathode und Anode, durch das permanente Magnetfeld parallel zur Kathode und durch die HF-Wechselfelder der Schlitze beeinflusst.



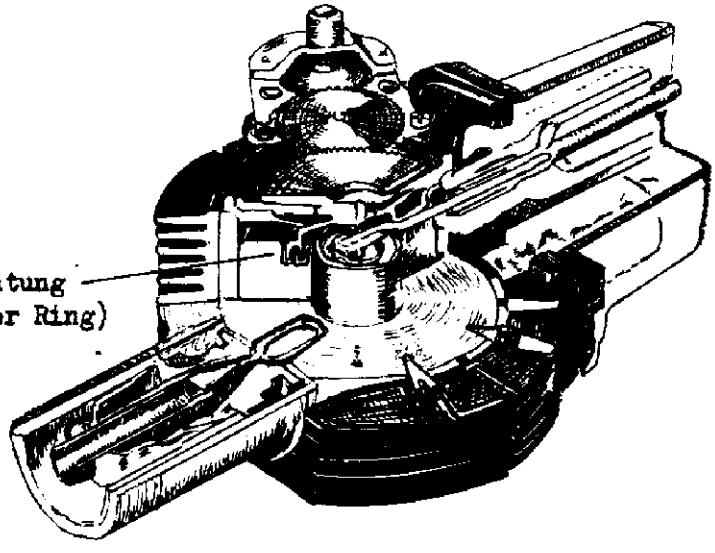
Magnet



Magnetron

Typ	f MHz	Impuls Leistung KW	Impuls Spannung KV	Impuls Strom A	f-Bereich	Magnetfeld Gauss
4 J26/30	1220 - 1350	440-470	22 - 23	40	fest	1200
5 J26	1220 - 1350	600	27	46	variabel	1400

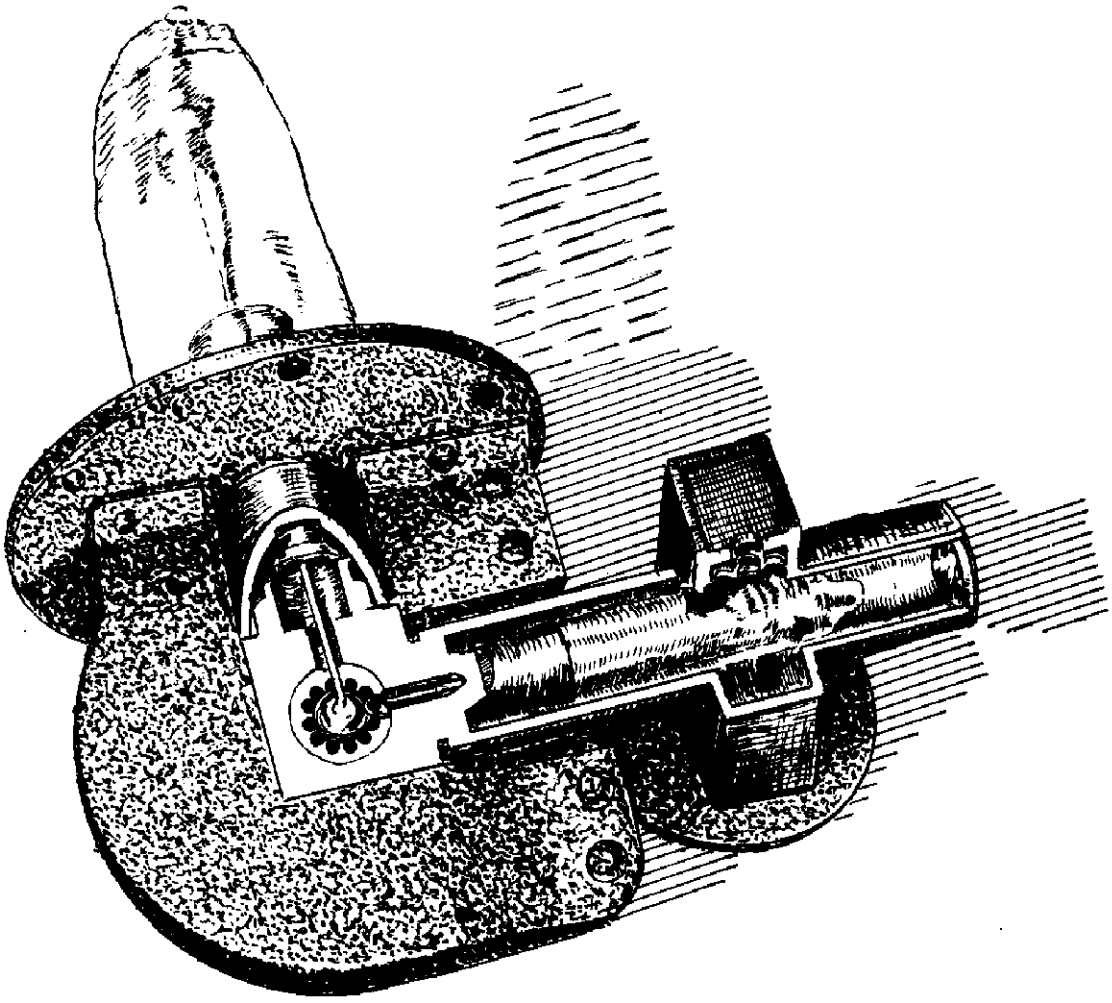
Man kennt sehr verschiedenartige Magnetron-Typen, z.B. feste und variable f. Die variablen Typen können eine Frequenzänderung durch Aenderung der Magnetronschlitze (LGR 1 - 5 J26) oder durch äussere Abstimmglieder verursachen.



Typ 5 J 26

Haupt - Daten

Typ	F - Bereich Mc	Imp-Leistung kW	Imp-Dauer us	Imp-Frequenz cp s	Imp-Spannung kV	Flux Gauss
5 J 26	1220 - 1350 (variabel)	600	1	1000	27	1400
4 J 21 ÷ 4 J 30	1220 ÷ 1350 (fix)	440 ÷ 470	1	1000	22 - 23	1200



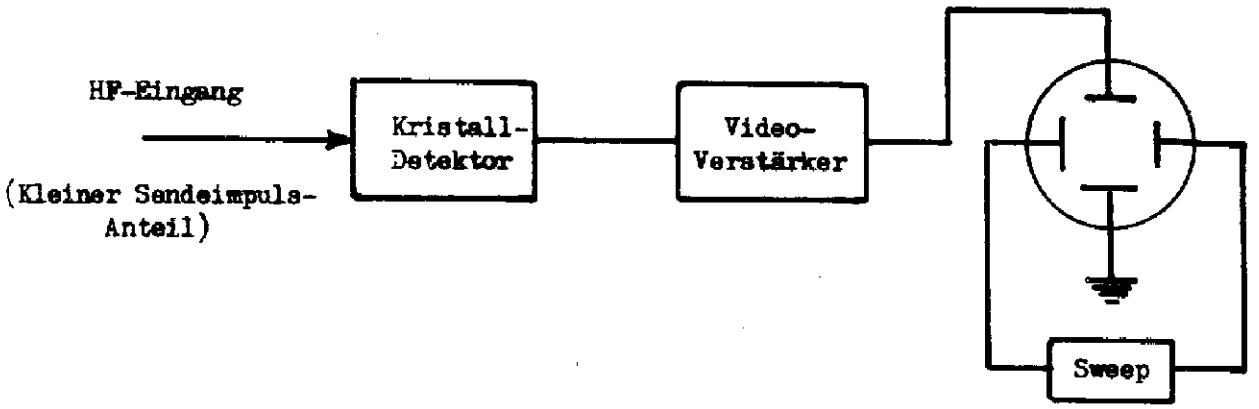
Schnittdarstellung eines 3 cm-

Magnetrons Typ 725-A

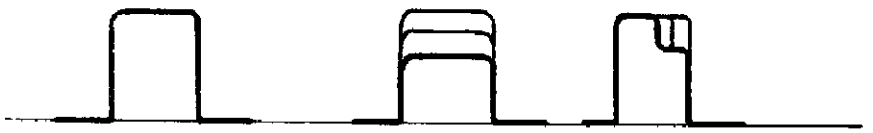
(44 kW Impulsleistung bei 1 µs-Impuls und 1000 Imp./s PRF; Anodenspannung: 12 kW, Anodenstrom: 10 Amp., Magnetfeld: 5400 Gauss.)

3.2 Messungen an Magnetronsendern

a) Prüfung der Schwingungsart



synchronisiert mit Modulatorimpuls



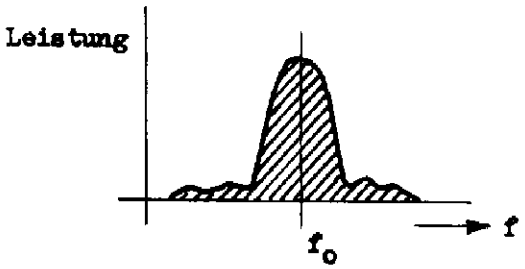
Normale Form

Aenderung der Schwingungsart

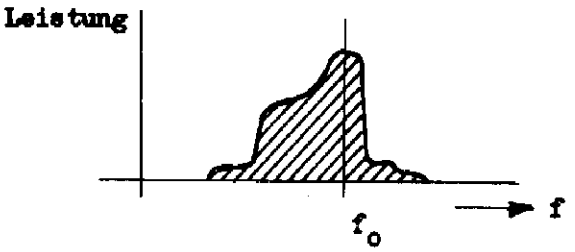
↓

Unstabile Spannung oder defektes Magnetron

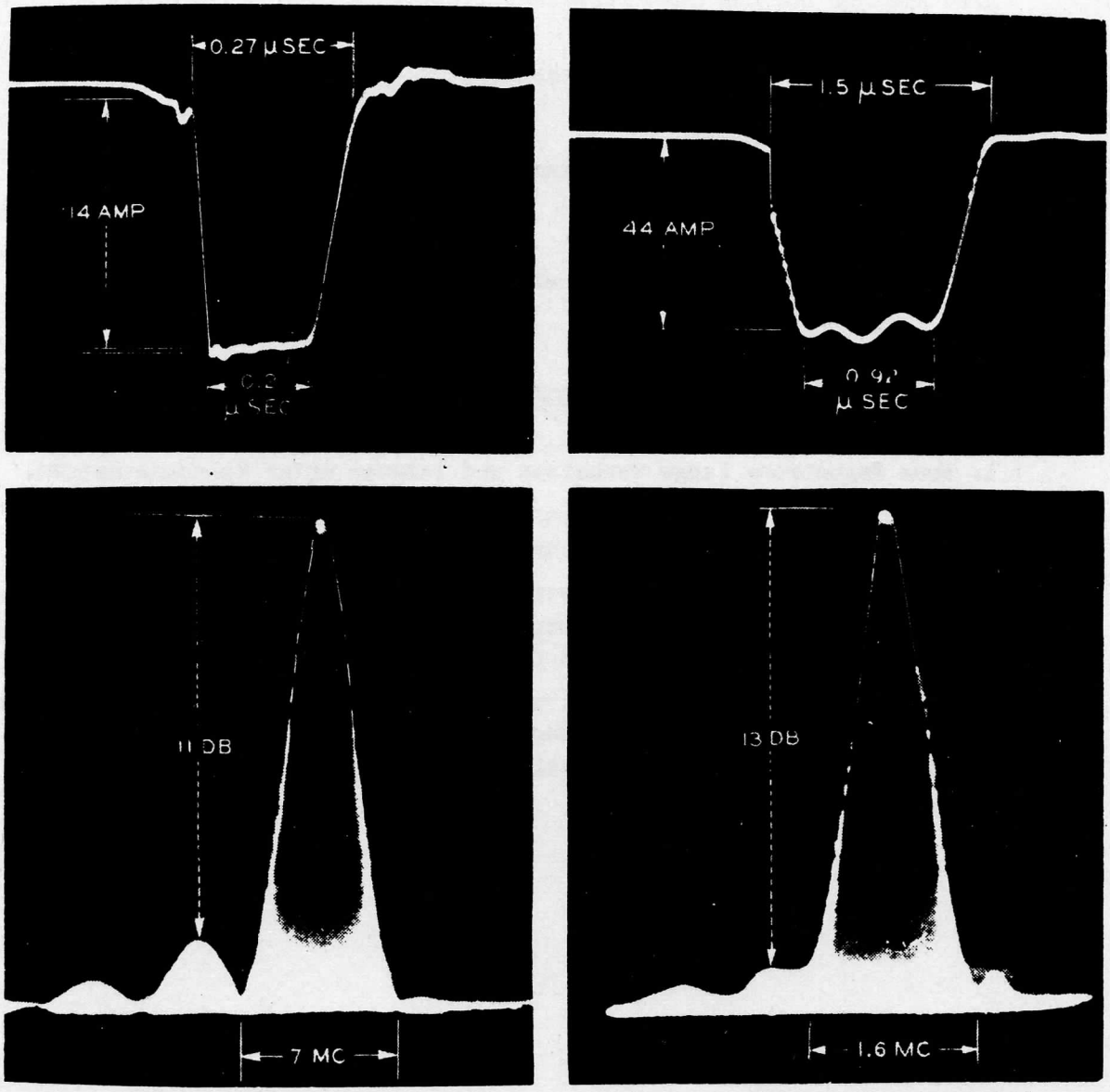
b) Frequenzspektrum des Magnetrons.



gutes Spektrum



schlechtes Spektrum



Beispiele von Magnetron-Spektren mit den zugehörigen Magnetron-Strom-Impulsen

Das Frequenzspektrum des Senders soll im Bereich des Empfängers liegen. Ein gutes Spektrum liegt symmetrisch zur Sollfrequenz und hat eine oder zwei Seitenspitzen (Maxima).

Ist die Energie über ein breiteres Band verteilt, so wird der Wirkungsgrad kleiner und die Senderfrequenz liegt unter Umständen ausserhalb der Empfängerbandbreite.

Gründe für schlechtes Spektrum:

a) zu kleiner Impuls

b) schlechte Anpassung des Wellenleiters (Reflexionen)

c) zu schwacher Magnet

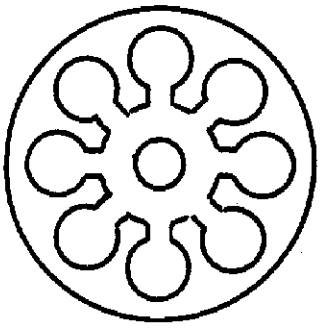
Das Spektrum kann zum Beispiel mit der Echo box bestimmt werden.

Regeln für den Umgang mit Magnetrons

1. Neue Magnetrone lange vorheizen und langsam unter Spannung setzen.
2. Das Magnetron nie ohne Magnetfeld unter Spannung setzen, weil sonst Magnetron und Modulator geschädigt werden können.
3. Magnete ausser Betrieb magnetisch kurzschliessen. Wenn das Magnetron eingesetzt ist (grosser Luftspalt), wird der Magnet sehr empfindlich auf Schlag und Berührung mit ferromagnetischen Gegenständen.
4. Die Drehung des Magnetfeldes um 180° hat in der Regel keine nachteilige Wirkung. Doch ist die bevorzugte Richtung, die meist auf dem Magnet vermerkt wird, zu berücksichtigen.

3.3. Aufbau der Anode und Feldbilder

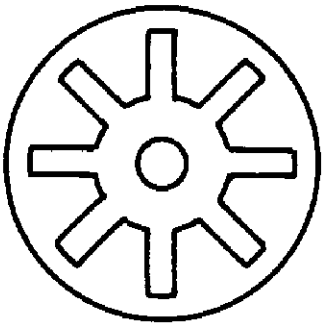
A



Schlitz-Loch-Typ
(Vane-hole)

mittlere charakt. Impedanz

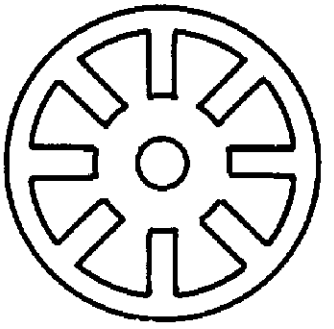
B



Schlitz-Typ
(Vane)

kleine charakt. Impedanz

C



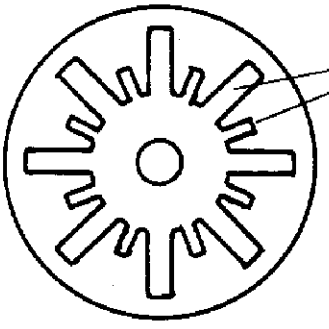
Visier-Typ

hohe charakt. Impedanz

Typus A und B für Wellen $\lambda > 3$ cm

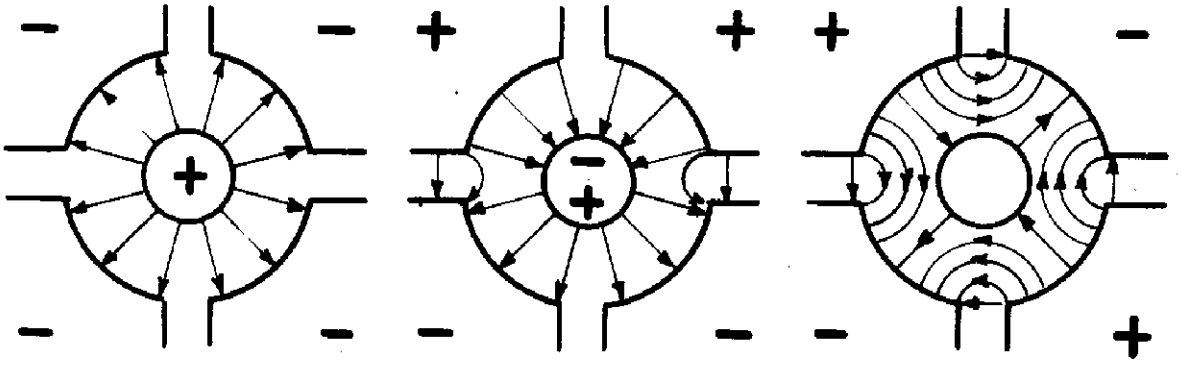
Typus C für Radar Magnetrons selten verwendet (verwendet beim Turbator)

Für Wellen $\lambda < 3$ cm meist "Rising-sun"-Typus :



Resonatoren sind "stagger-tuned"

Die einfachsten Ausführungen sind die dargestelleten Anoden ohne Straps.
Sie können eine beliebige gerade Zahl von Resonatoren aufweisen. Uebliche Zahl = 8
Ein Magnetron kann auf verschiedene Arten schwingen, entsprechend der Feldverteilung im Innern.



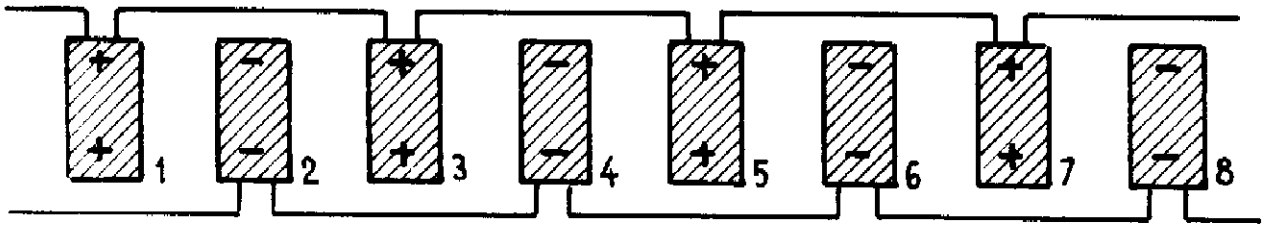
V e r t e i l u n g d e s e l . F e l d e s

bei Schwingungsart n = 0	bei Schwingungsart n = 1	bei Schwingungsart n = 4 (π-Art)
Alle Resonatoren in Phase	je 2 Resonatoren in der Phase um 180° verschoben "Gegentakt"	

Die Feldbilder zeigen Momentaufnahmen der elektrischen Schwingkreisfelder. Sie zeigen drei verschiedene mögliche Schwingungsarten. Nun ist es aber unerwünscht, ein Magnetron auf verschiedene Arten schwingen zu lassen.

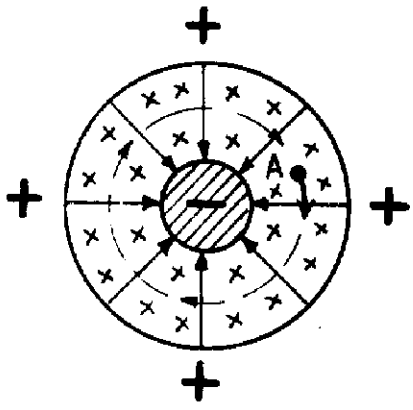
Die skizzierten Anoden ändern die Schwingungsart schon bei einer Frequenzänderung von ca. 2 %. Das heisst, dass z.B. während eines Impulses das Magnetron die Schwingungsart mehrmals ändern kann, was an schwankender Ausgangsleistung erkannt wird.

Mit Hilfe von sogenannten Straps kann die zulässige Frequenzschwankung auf etwa 10% erhöht werden. Für die Schaltung der Straps kennt man viele Methoden. Da die gewünschte Schwingungsart die sogenannte π - Art ist, wird z.B. die folgende Strap-Schaltung verwendet:



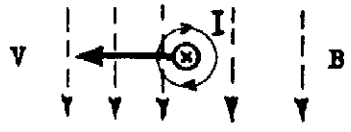
+ (-) Polarität für π - Art

3.4 Die Elektronenbewegung im Magnetron



→ E : elektrisches Feld

× B : magnetisches Feld



Verhältnis elektrisches Feld : magnetisches Feld

= so, dass das Elektron eine Kreisbahn um die Kathode beschreibt.

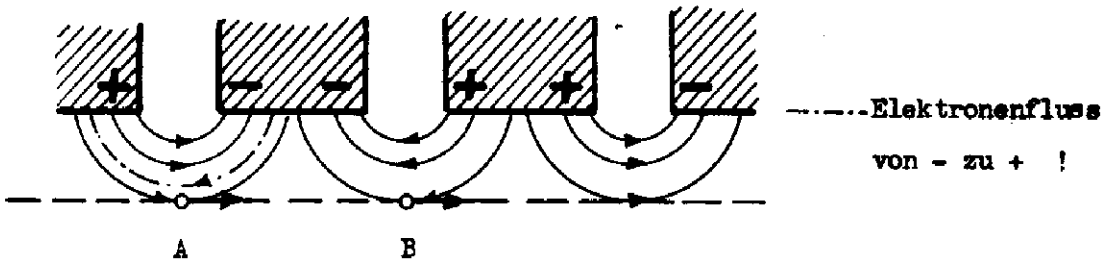
Das Verhältnis zwischen elektrischem Feld und magnetischen Feld sei gerade so gewählt, dass das Elektron eine Kreisbahn um die Kathode beschreibt.

Auf das Elektron wirken zwei Kräfte:

eine Kraft des elektrischen Feldes gegen die Anode;

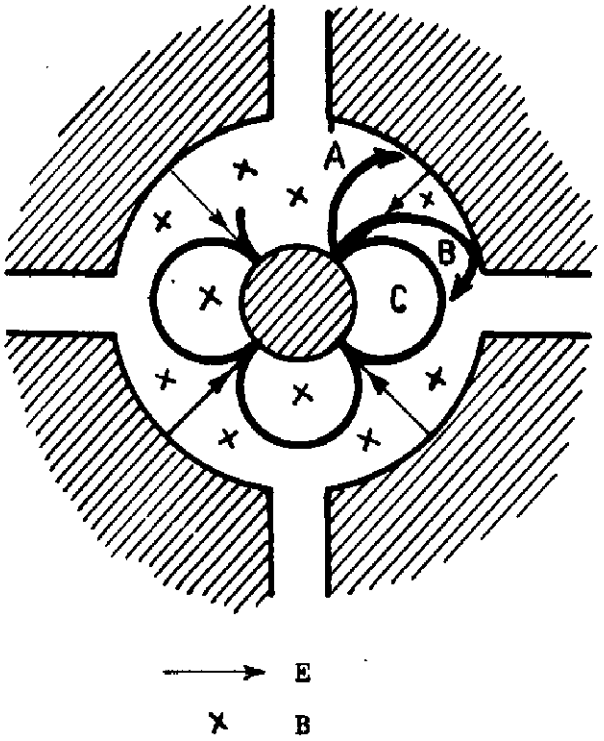
eine Kraft des magnetischen Feldes senkrecht dazu.

Nun nehmen wir an, die Resonatoren seien in die Anode eingeschaltet und durch eine externe HF-Stromquelle auf Resonanz angeregt worden. In einem bestimmten Moment wird sich das folgende Bild einstellen:



Wir sehen, dass auf das Elektron A in diesem Moment eine Verzögerung ausgeübt wird. Es gibt einen Teil seiner Energie an das HF-Feld ab. Der Geschwindigkeitsverlust, durch die Verzögerung herbeigeführt, wird so kompensiert, dass das Elektron Richtung Anode durch das Gleichspannungsfeld beschleunigt wird. Die an die Schwingkreise abgegebene Energie wird also durch das elektrische Feld geliefert (Modulator).

Eine externe Speisung der Resonatoren ist nicht notwendig, weil diese durch die Elektronenbewegung angeregt und gespiesen werden.



Flugbahn von Elektronen im nicht schwingenden Magnetron

A : schwaches Magnetfeld

B : kritisches Magnetfeld

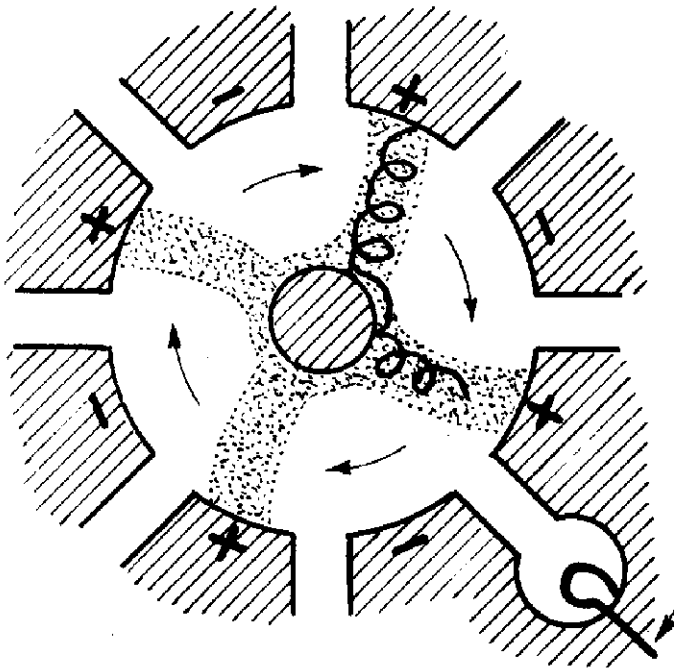
(das Elektron berührt die Anode gerade noch)

C : starkes Magnetfeld

Praktisch wird die Elektronenbahn nie kreisrund sein, sondern je nach Magnetfeldstärke der Bahn A, B oder C entsprechen.

Interessant sind die Elektronenbahnen der Art C. Diese Art wird praktisch in jedem Fall angewendet.

Wirken sich nun noch die HF-Felder auf die Elektronenbahn C aus, so wird eine Bündelung der Elektronen entstehen zu sogenannten Raumladewolken, die sich im Gleichlauf mit den HF-Feldern an den Schlitzen drehen. Der Drehsinn wird durch das Magnetfeld bestimmt.

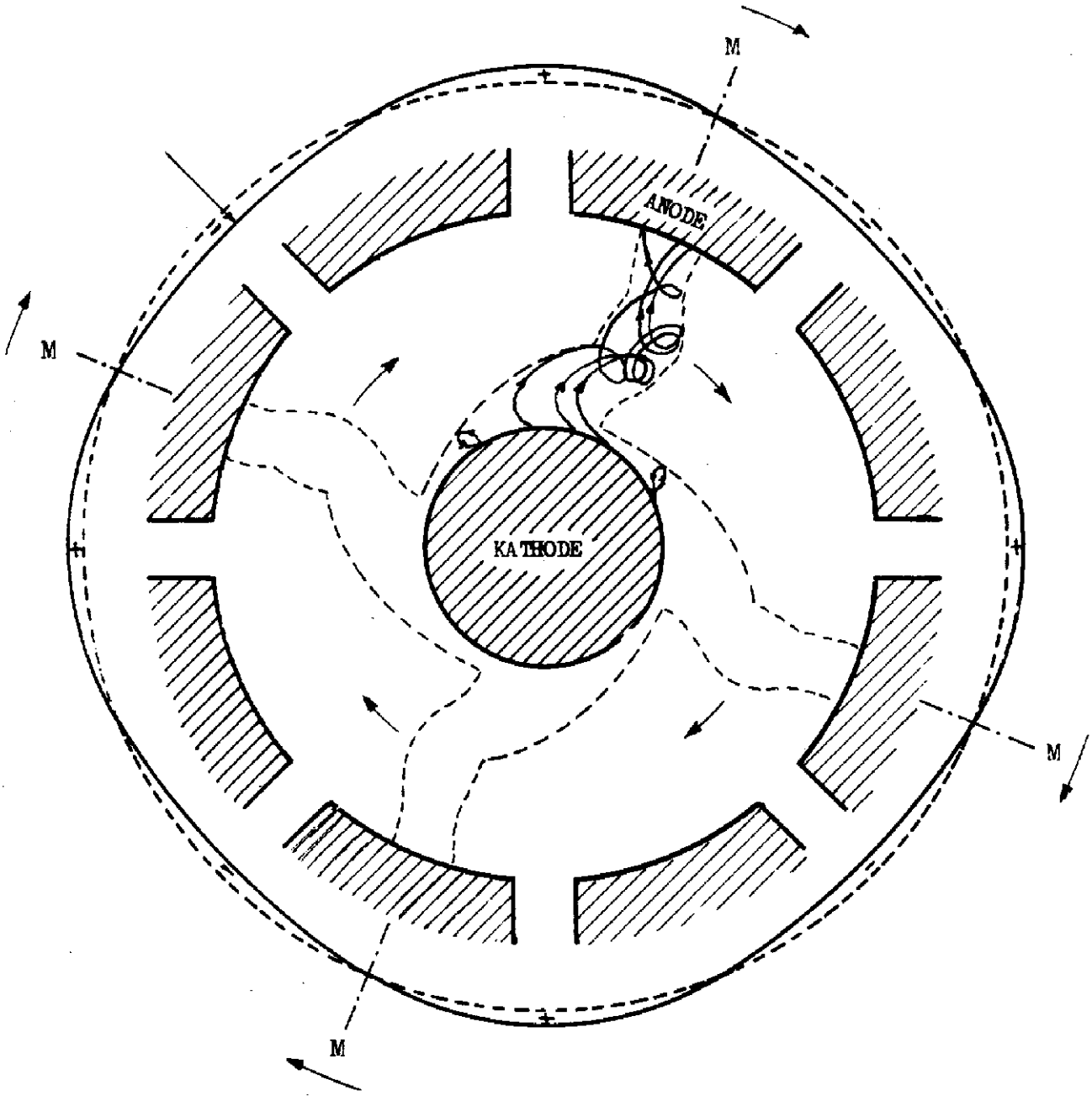


Raumladewolke im Magnetron bei π - Schwingungsart

Energie-Auskopplung nur aus einem Hohlraumresonator

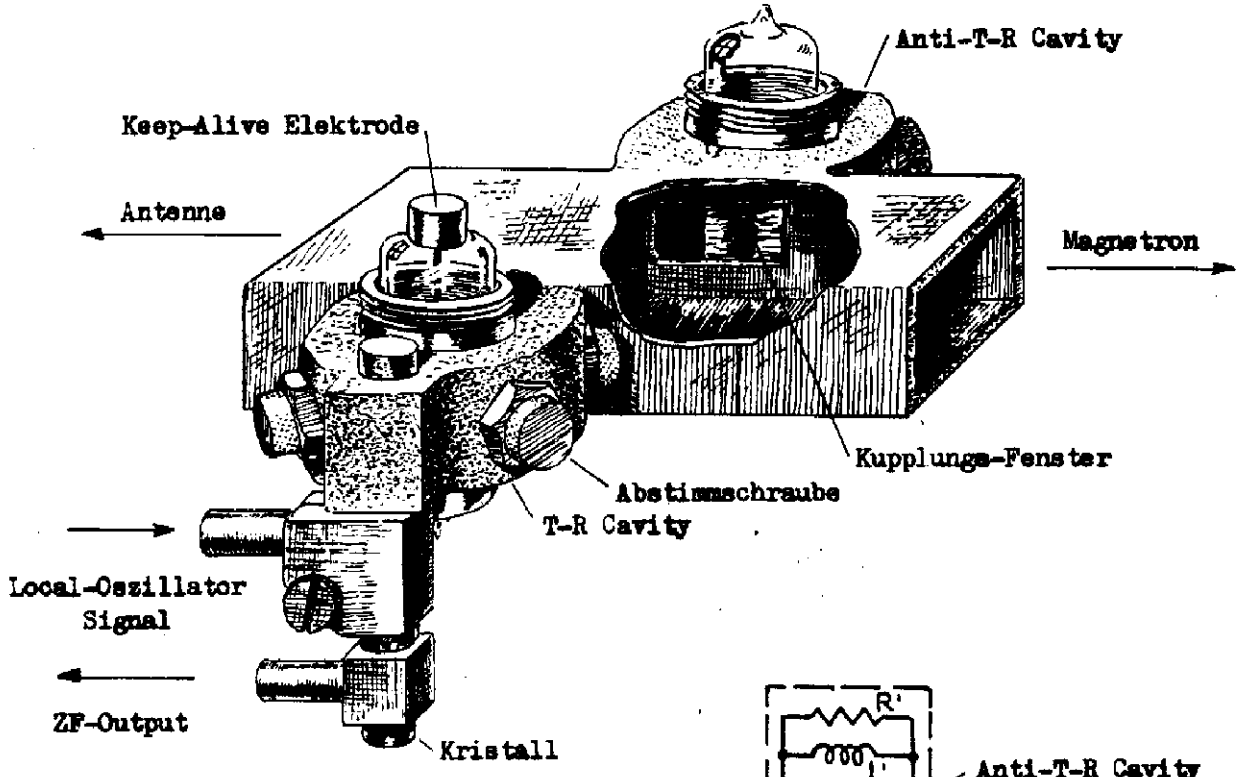
Auch hier geben die Elektronen bei der Verzögerung Energie an die HF-Felder ab, während die beschleunigten Elektronen Energie aus den HF-Feldern entnehmen. Die abgegebene Energie ist daher wesentlich grösser, weil die verzögerten Elektronen mehrmals zur Kathode zurückfliegen und durch die Anodenspannung erneut beschleunigt werden.

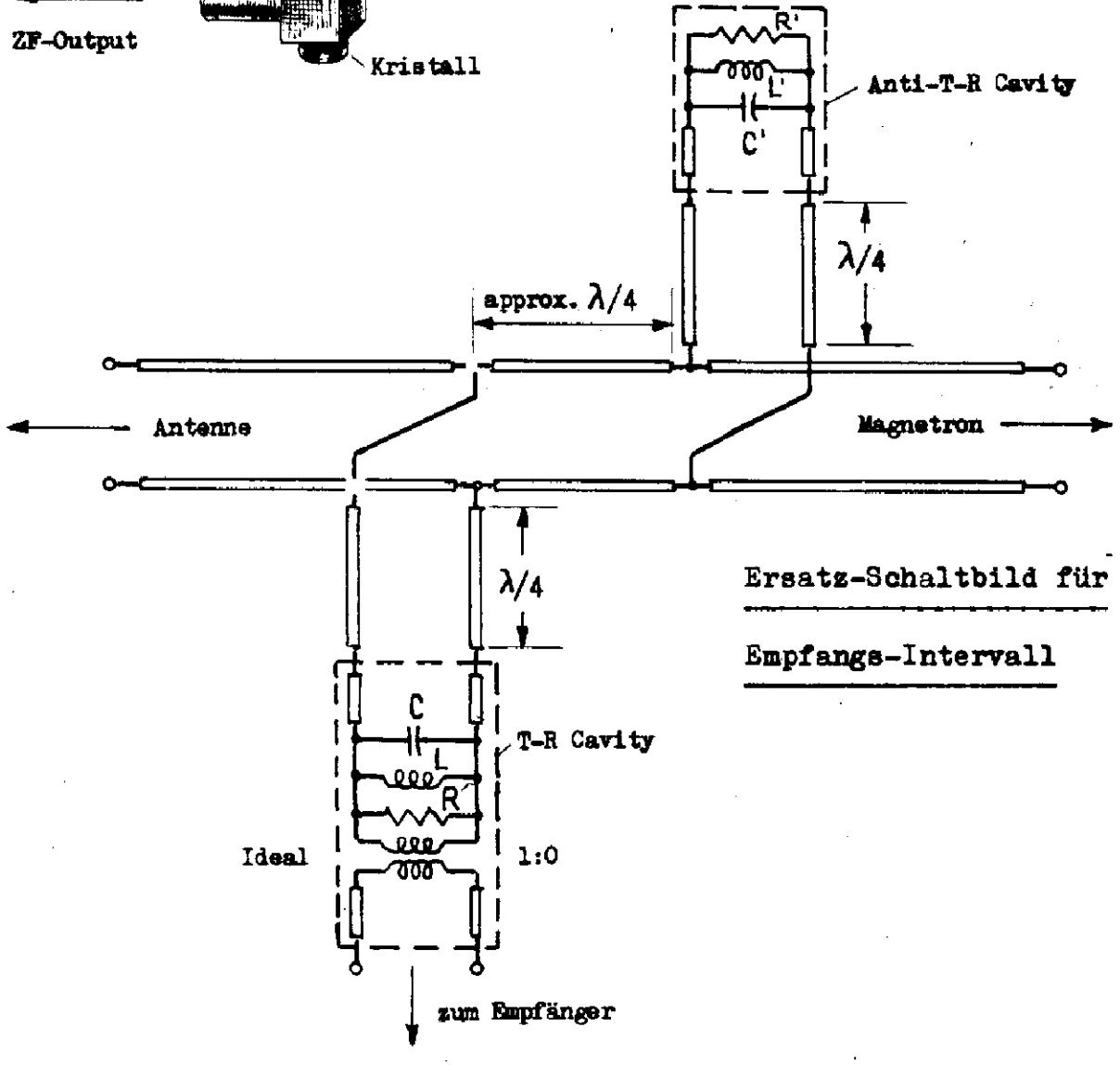
Bei f = 3000 MHz wird die Drehzahl der skizzierten Raumladewolke = 750 Millionen U/s



Darstellung der rotierenden Elektronenbündel für π-Modus

Typische Sende-Empfangs-Vorrichtung für Hohlleiter-System.





Ersatz-Schaltbild für Empfangs-Intervall

1. TR + Anti - TR - Vorrichtungen:

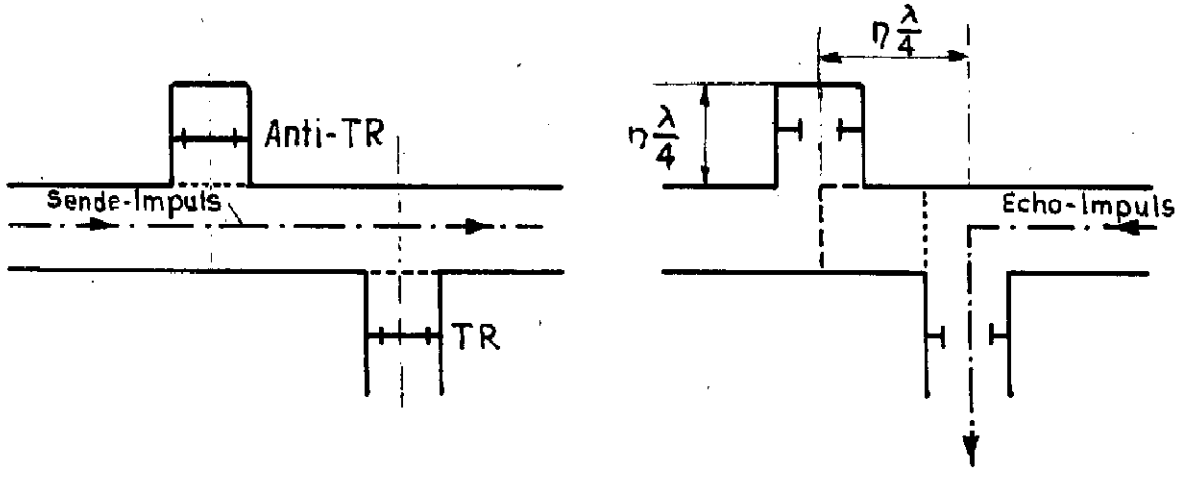
Die TR - Zelle wird zwischen Hauptwellenleiter und Empfänger platziert. Sie schaltet den Empfänger während des Sendeimpulses ab.

Die Zelle hat zwei Eingänge mit je einem Schwingtopf.

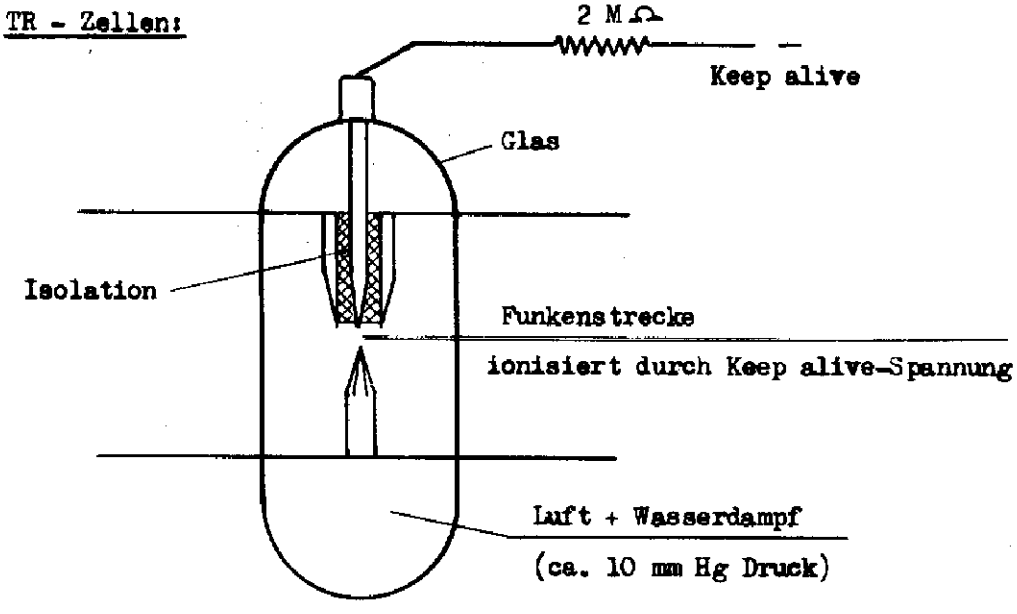
Eine Funkenstrecke mit zwei Spitzen zündet während des Sendeimpulses und erhöht die Eingangsimpedanz des Empfängers dabei beträchtlich. Damit wird die Kopplung des TR - Schalters zwischen Eingangs- und Ausgangskreis sehr klein, sodass praktisch ganz wenig Energie des Sendeimpulses in den Empfänger-Eingang gelangt.

Echoimpulse sind zu schwach, um eine Zündung der Funkenstrecke einzuleiten. Da die beiden Eingangskreise auf die Empfangsfrequenz abgestimmt sind, tritt beim Durchgang durch den TR -Schalter praktisch keine Schwächung der Echo-Impulse ein.

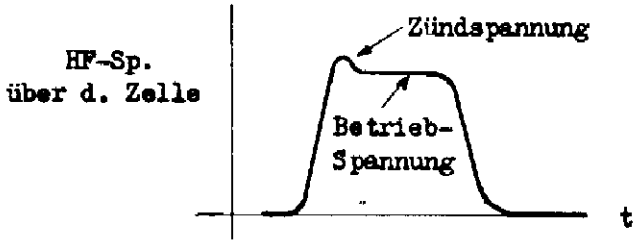
Um für die sehr schwachen Echoimpulse (etwa 10^{-12} Watt) durch den Sendereingang (Magnetron) nicht einen Nebenschluss zu schaffen, wird der Wellenleiter Richtung Sender zwischen den Sendeimpulsen gesperrt. Die sog. Anti-TR-Zelle brennt ebenfalls während des Sendeimpulses. Im gelöschten Zustand gibt sie einen selektiven Nebenschluss zum schmalen Wellenleiterende, was praktisch einem Kurzschluss des Wellenleiters auf der Höhe der Anti-TR-Zelle gleichkommt.



1. TR - Zellen:



Ein Lichtbogen ist kein idealer Schalter. Er hat eine hohe Impedanz im gelöschten Zustand. Während des Brennens stellt sich eine etwa konstante Spannung über den Spitzen ein: tiefe Impedanz.



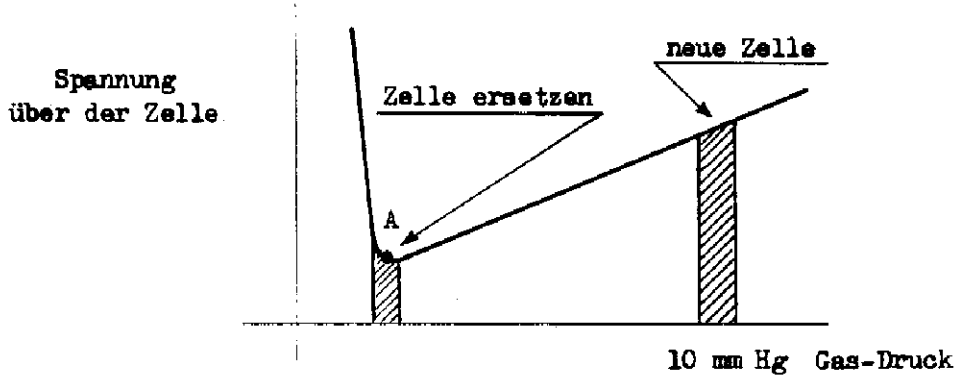
Um den Zündpunkt möglichst tief zu halten, ist eine sog. Keep-alive-Elektrode eingebaut, welche eine Jonisation der Funkenstrecke zur Folge hat. Diese negative Spannung emittiert aus einer oxydierten Spitze Elektronen und unterhält dadurch ein "Glimmen" der Strecke.

Die Jonisation in der Zelle hat zur Folge, dass die TR - Zelle nicht sofort nach Ende des Sende-Impulses verlöscht. Die Zeit bis zum Verlöschen wird mit recovery-time bezeichnet. Für kurze recovery-time eignet sich am besten eine Gasfüllung aus Luft mit natürlicher Feuchtigkeit (Wasserdampf). Damit wird bei neuer Zelle die recovery time 1 ÷ 2 µS.

Alterung der Röhre:

Chemische Vorgänge, speziell durch die dauernde Jonisation der Keep-alive-Elektrode verursacht, verändern das Zellengas. Zur Verlangsamung dieser Vorgänge:

Hoher Seriewiderstand (2 MΩ auf der Keep-alive-Elektrode)
Oxydation der Keep-alive-Spitze.



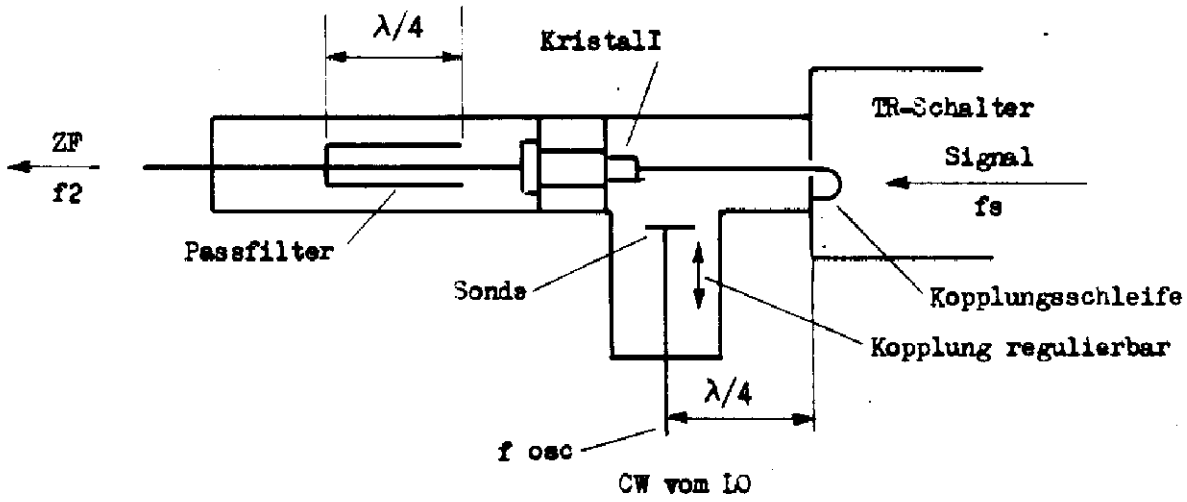
Die Zelle sollte ersetzt werden, bevor sie Punkt A überschreitet (kürzere Lebensdauer der Kristalle). Aeltere Zellen können immer noch als Anti-TR-Zellen verwendet werden.

Mit der Alterung wird auch die recovery-time länger, was speziell bei Präzisionsgeräten mit kleinem Bereich unerwünscht ist.

Mit der Alterung wird der Glaskolben im Innern metallisiert, die Empfängerempfindlichkeit sinkt dabei.

2. Kristall - Mixer:

Schematische Darstellung



Das Signal wird durch eine Kopplungsschleife im Schwingtopf des TR-Schalters ausgekoppelt und durch ein Koaxial-Teilstück dem Kristall zugeführt. Auf der Höhe λ/4 von der Kopplungsschleife entfernt wird durch eine verschiebbare Sonde die Oscillator-Frequenz zugeführt. Richtung TR-Schalter wird dabei dieser Welle eine hohe Impedanz entgegengesetzt.

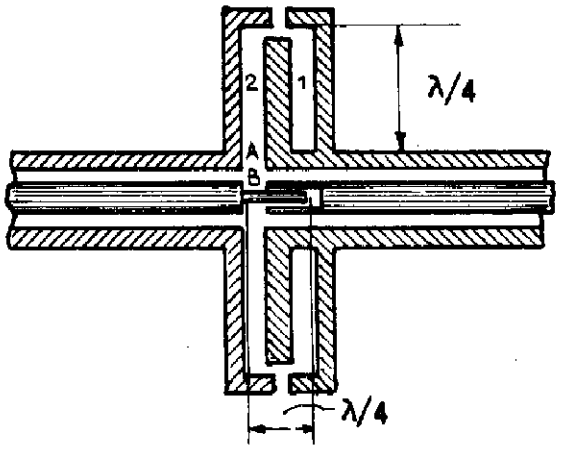
Der Kristall wird isoliert im Koax-Leiter gehalten. Eine Feder führt die ZF dem Koax-Ausgang zu, der ein λ/4 Passfilter zur Sperrung von fs + f osc enthält.

Gleichstrommässig wird ein Kreis über die Kopplungsschleife im TR-Schalter und über den ZF-Verstärkereingang geschlossen (Gleichrichtung des Frequenzgemisches f osz + fs).

Zum Schutze des Kristalles gegen einfallende Impulse benachbarter Radars bei Ruhezustand des Gerätes wird oft ein sog. Shutter vorgesehen. Dieser wird beim Wegfall der Keep-alive-Spannung durch eine Relaisspule losgelassen. Dabei schliesst er den ganzen Wellenleitereingang vor der TR-box mit einer Metallplatte ab.

3. Beispiele von Wellenleiter-Stossstellen:

a) Koaxial-Leiter:

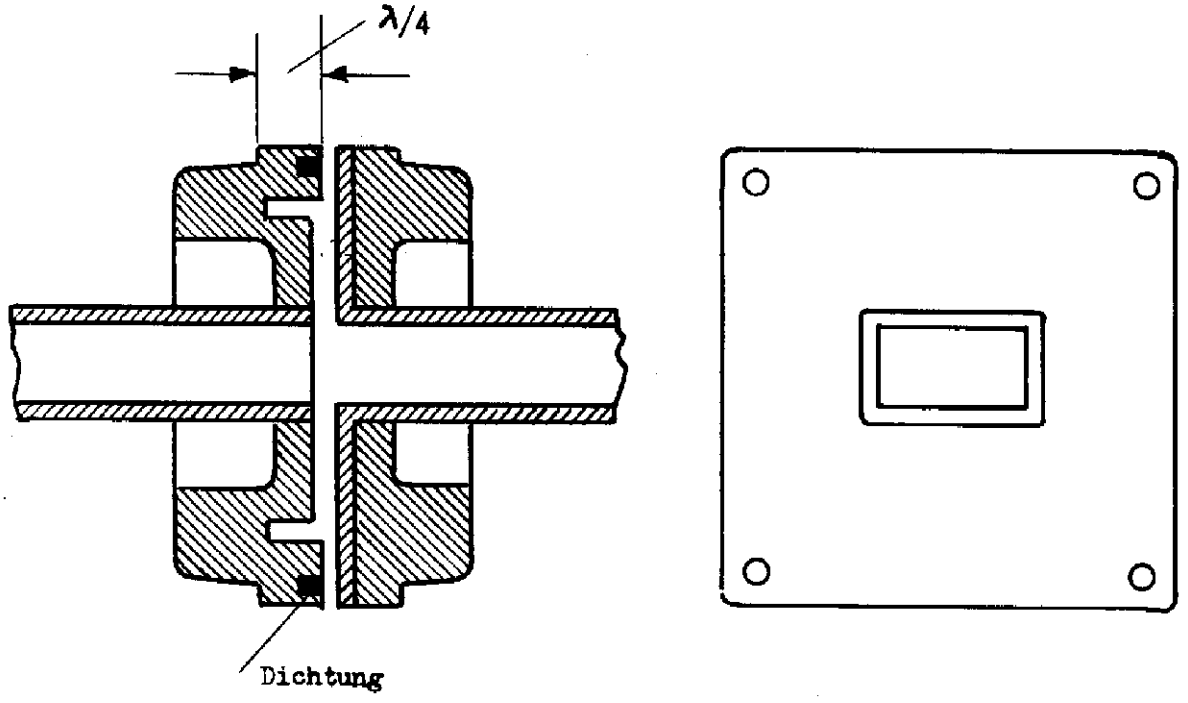


Mechanische Verbindungen könnten niemals so vollkommen sein, dass keine Reflexionen an den Stosstellen der Leiter entstehen würden. Deshalb versucht man, einen elektrischen Kurzschluss über den Stosstellen zu erzeugen.

Die $\lambda/4$ -Leitung 1 ist am Ende kurzgeschlossen. Dadurch wird ihre Eingangsimpedanz sehr hoch. Teilstück 2 stellt eine offene $\lambda/4$ Leitung dar, was einen elektrischen Kurzschluss an der Stosstelle A zur Folge hat.

Aehnlich bildet der Innenleiter eine offene $\lambda/4$ Leitung, somit also auch Kurzschluss an der Stosstelle B.

b) Hohlleiter:



Auch hier muss an der Stosstelle, die einen Schlitz von etwa 1 mm aufweisen darf, ein elektrischer Kurzschluss entstehen.

Die Feldverhältnisse liegen hier extrem kompliziert und werden meist experimentell bestimmt.

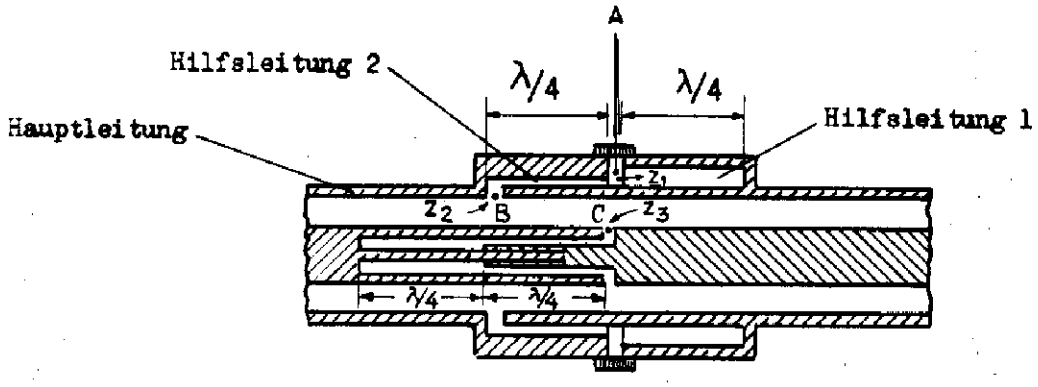
4. Wellenleiter-Schaltelemente:

Die aus der HF-Technik bekannten Elemente Induktivität, Kapazität, Serie- und Parallel Resonanzkreis können auch auf die Wellenleitertechnik übertragen werden. Die einfachsten Formen erhält man durch Einführung einer blendenförmigen Oeffnung quer zur Hohlleiterachse.

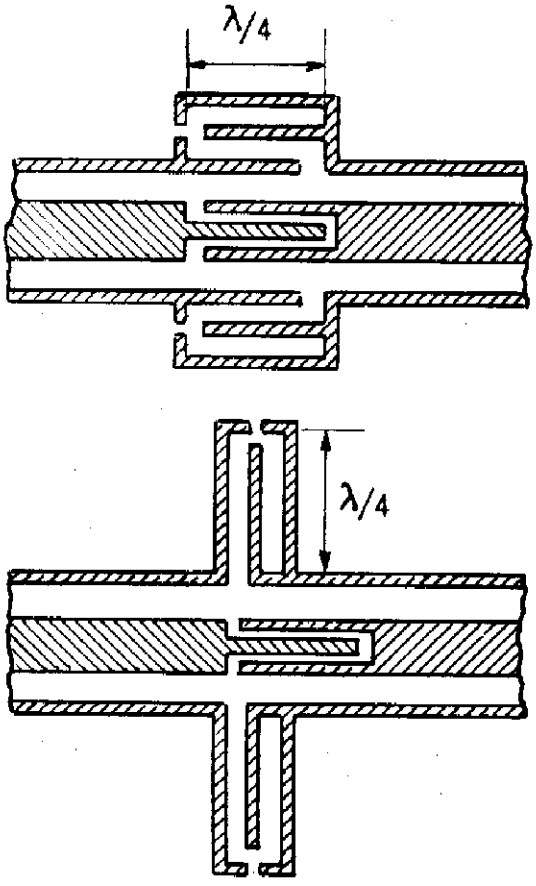
Beispiele:

siehe nächstes Blatt

Koaxiale Choke-Uebergänge

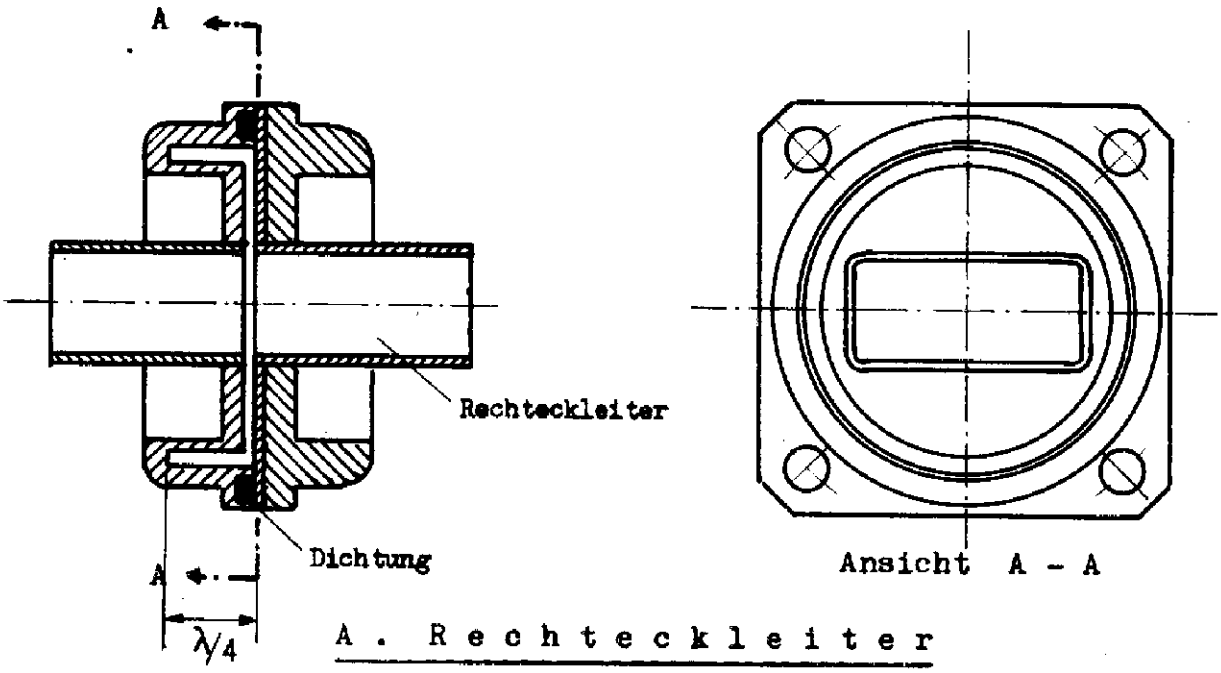


A. Schnitt-Darstellung

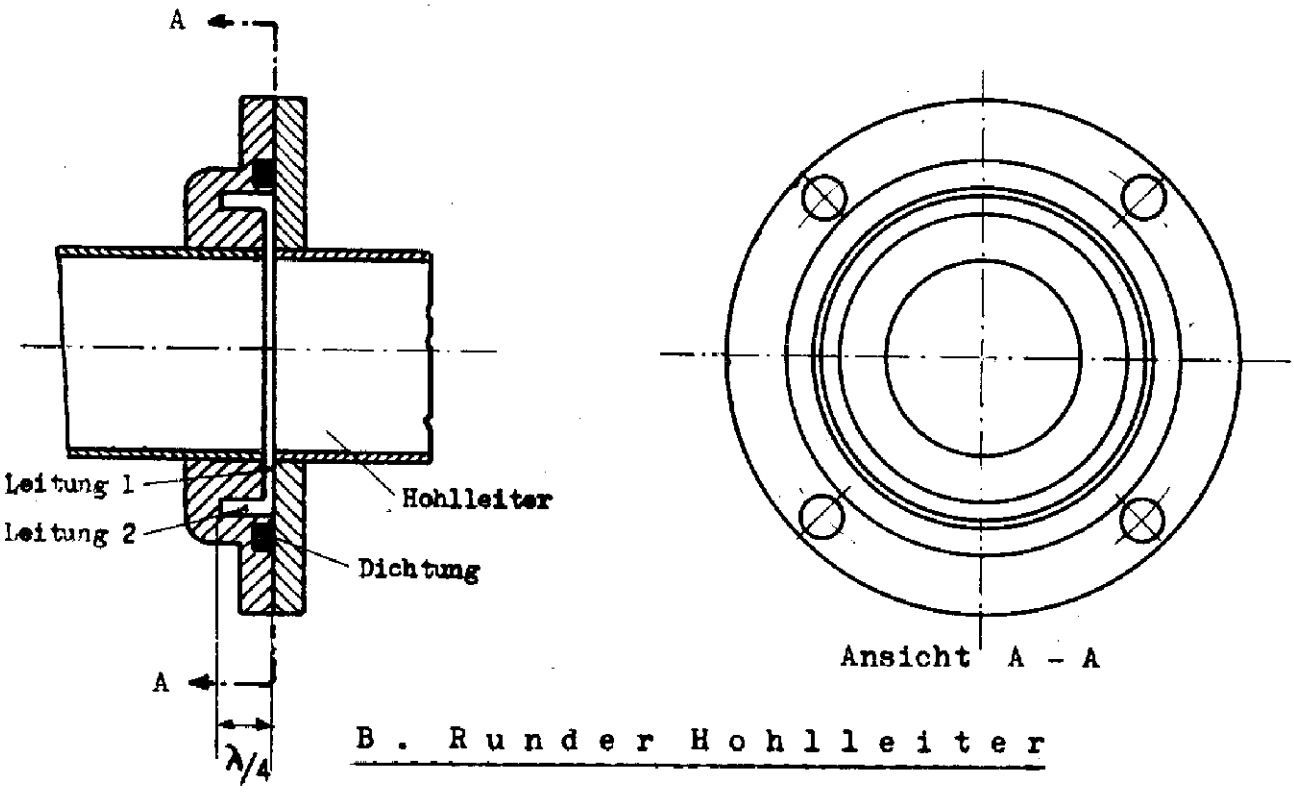


B. Varianten zu A

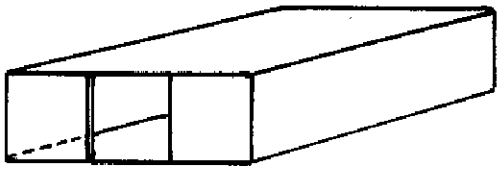
Choke-Uebergänge an Hohlleitern.



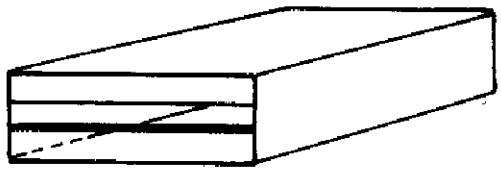
A. Rechteckleiter



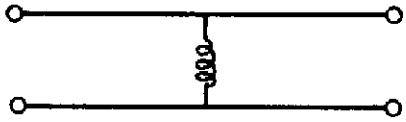
B. Runder Hohlleiter



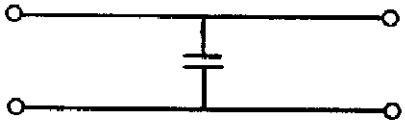
Induktive Blende



Kapazitive Blende



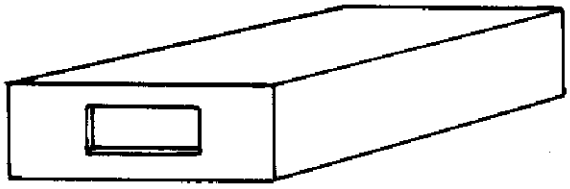
elektr. Ersatzbild



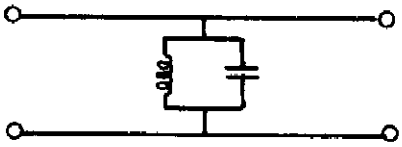
elektr. Ersatzbild

Die Grösse der Blendenöffnung bestimmt die Induktivität bzw. die Kapazität im elektr. Ersatzbild.

Durch Kombination dieser beiden Elemente erhält man den Parallelresonanzkreis:



Resonanz Blende



elektr. Ersatzbild

Diese Elemente benützt man überall dort, wo Impedanzanpassungen nötig sind, damit das SWR den Wert 1 annimmt. Man benützt vorzugsweise die induktive Blende, da bei der kapazitiven Blende die Ueberschlagspannung bei konstanter übertragener Leistung viel eher erreicht wird.

5. Richtkoppler:

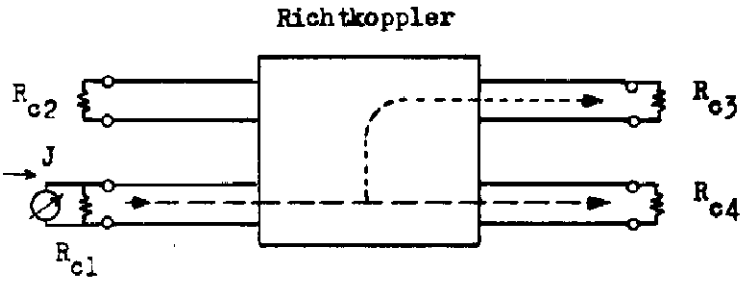
Der Richtkoppler ist eine Vorrichtung im Verzweigpunkt von vier Uebertragungsleitungen oder Wellenleiter mit ganz bestimmten Eigenschaften.

a) Jede der vier Leitungen kann mit einem Widerstand so abgeschlossen werden, dass die Eingangsimpedanz zum Richtkoppler gleich der Abschlussimpedanz der jeweiligen Leitung ist.

b) Wenn der Richtkoppler vollständig angepasst ist, lassen sich die Eingänge so paaren, dass kein Leistungsaustausch zwischen den gepaarten Eingängen besteht.

Es entsteht auf diese Art eine Leistungsverzweigung von einem Eingang auf die zwei Eingänge des anderen Paares, wobei die Leistungsabgabe auf diese zwei

Eingänge durchaus nicht symmetrisch zu sein braucht. Vielmehr wünscht man für den einen Kanal nur einen Bruchteil des Leistungsflusses im anderen Kanal.



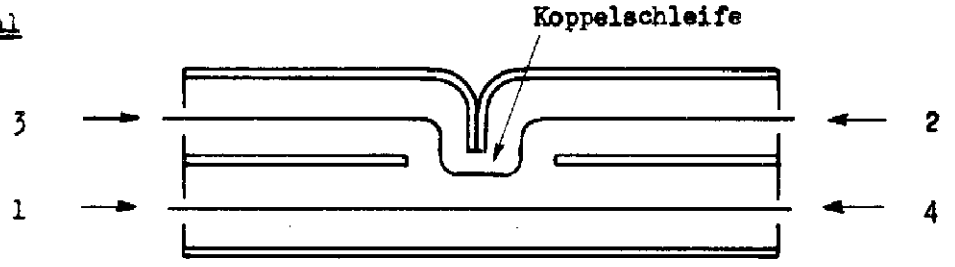
Leistungsfluss im Richtkoppler

Gepaarte Eingänge sind 1 und 2 bezw. 3 und 4

Diese Verzweigung läßt sich von jedem der vier Eingänge aus bewerkstelligen nach der angegebenen Regel.

Ausführungsarten:

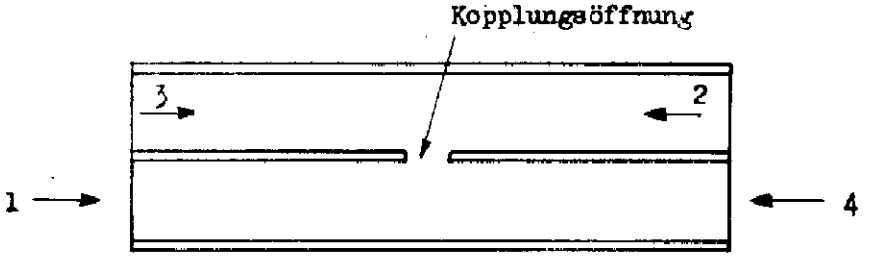
a) Koaxial



Man beachte die Paarung 1 + 2 bzw. 3 + 4

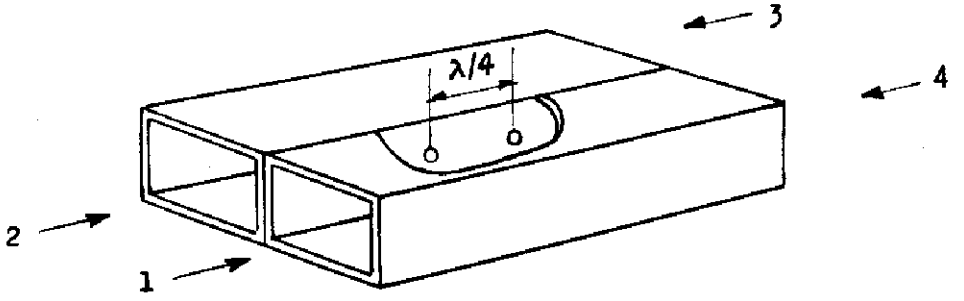
b) Wellenleiter

1. Einlochkoppler: Die Wellenleiter werden mit der breiten Seite aneinander gelegt.



Auch hier sind die gepaarten Eingänge 1 + 2 bzw. 3 + 4 zu beachten.

2. Zweilochkoppler: Die Wellenleiter werden mit der schmalen Seite aneinander gelegt.



Hier sind die Verhältnisse besonders einfach: Tritt die Senderleistung z.B. beim Eingang 1 ein, so geht die Hauptenergie nach 4. Ein Bruchteil derselben wird durch die Koppellöcher in den zweiten Hauptleiter eintreten und sich nach beiden Seiten ausbreiten. Da die Koppellöcher um $\lambda/4$ voneinander entfernt sind, werden sich die beiden Teilwellen in Richtung 2 aufheben, während sie in Richtung 3 gleichphasig sind. Analoges gilt für eine Welle, die bei 4 einläuft. Daraus ergeben sich folgende Anwendungsmöglichkeiten:

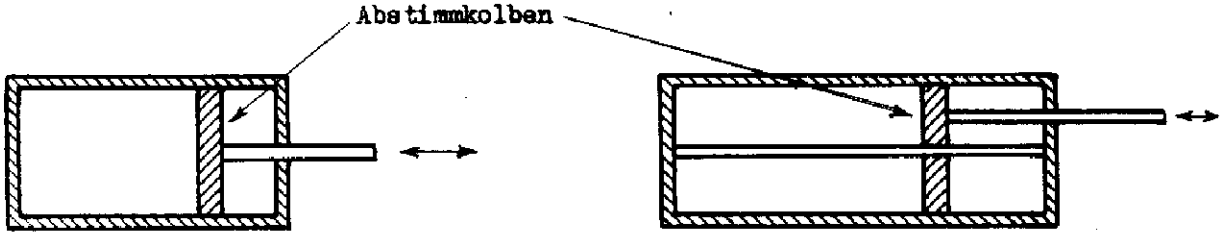
1) Messung der Reflexion im Hauptleiter 1-4, da an den Linien 2 und 3 die Bruchteile der einfallenden bzw. reflektierten Wellen im Hauptleiter gemessen werden können.

2) Messung der Antennenleistung, sofern die Antenne gut angepasst ist.

3) Additive Mischung zweier unabhängiger Sender, da sie vollkommen voneinander entkoppelt sind (Magic Tee!).

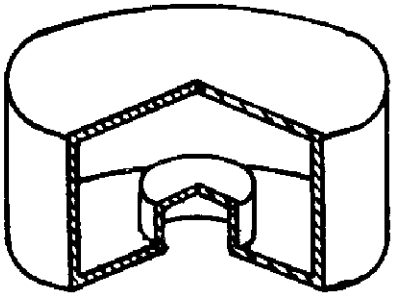
6. Hohlraumresonatoren:

Schliesst man einen Wellenleiter an seinen beiden Enden mit Deckeln ab und koppelt durch eine kleine Oeffnung Energie ein, so können bei bestimmten Frequenzen Systeme von stehenden Wellen im Hohlraum entstehen. Haben die Innenflächen des Hohlraumes eine grosse Leitfähigkeit, so werden die stehenden Wellen sehr gross und nur wenig gedämpft. Man erhält also einen Resonanzkreis hoher Kreisgüte, der je nach Konstruktion des Hohlraumes und des angeregten Schwingungsmodus Gütewerte von 10^4 - 10^5 erreichen kann.



Zylinderresonator

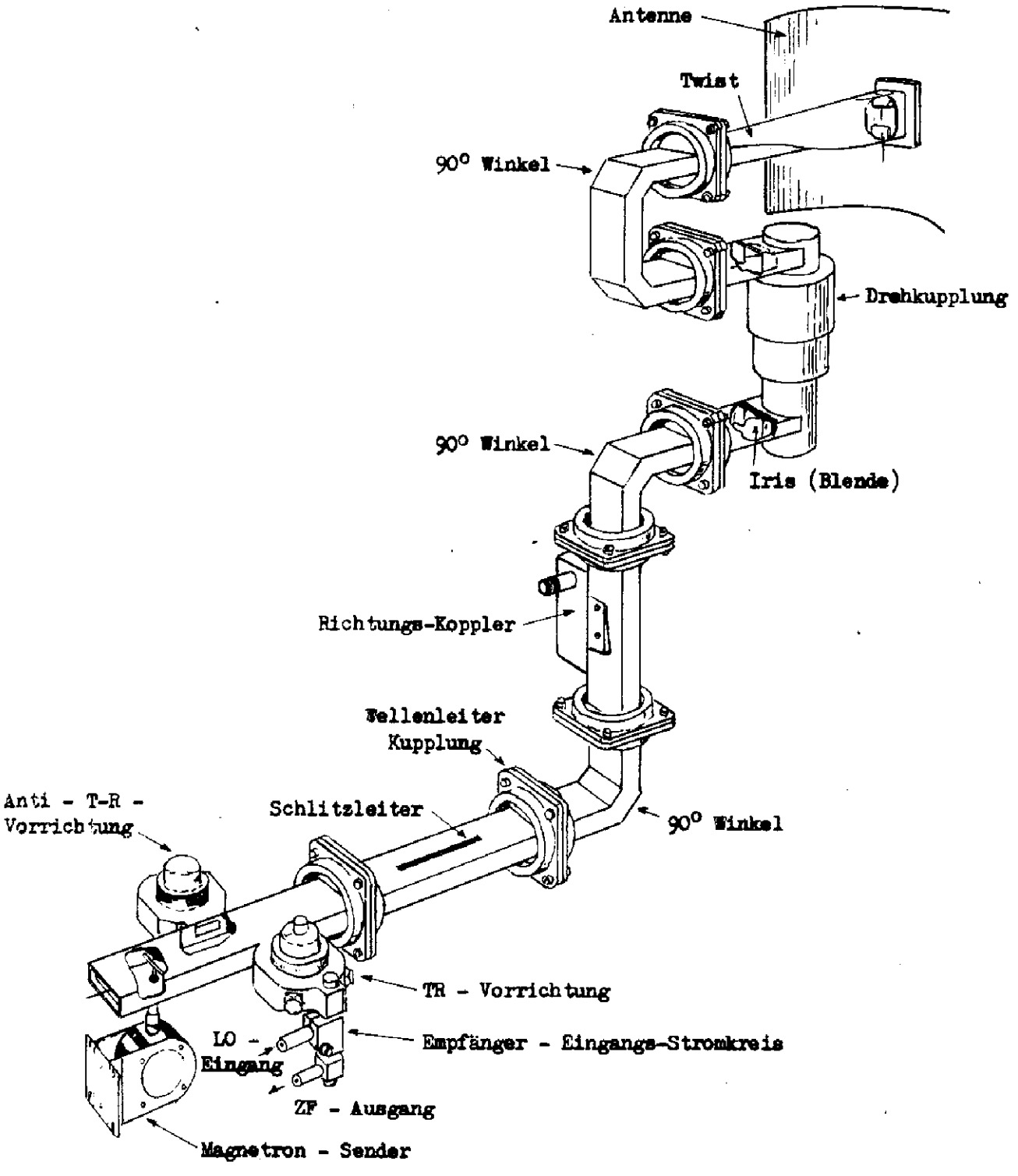
Koaxialer Resonator



Hohlraumresonator mit beschränktem Abstimmbereich

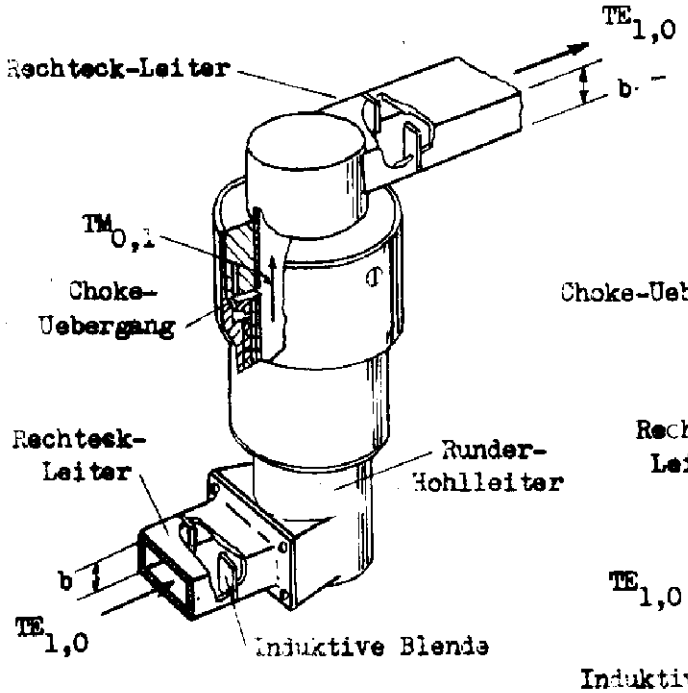
Die beiden ersten Formen werden für Wellenmesser benützt, die dritte für Resonatoren zu Stabilisierungszwecken.

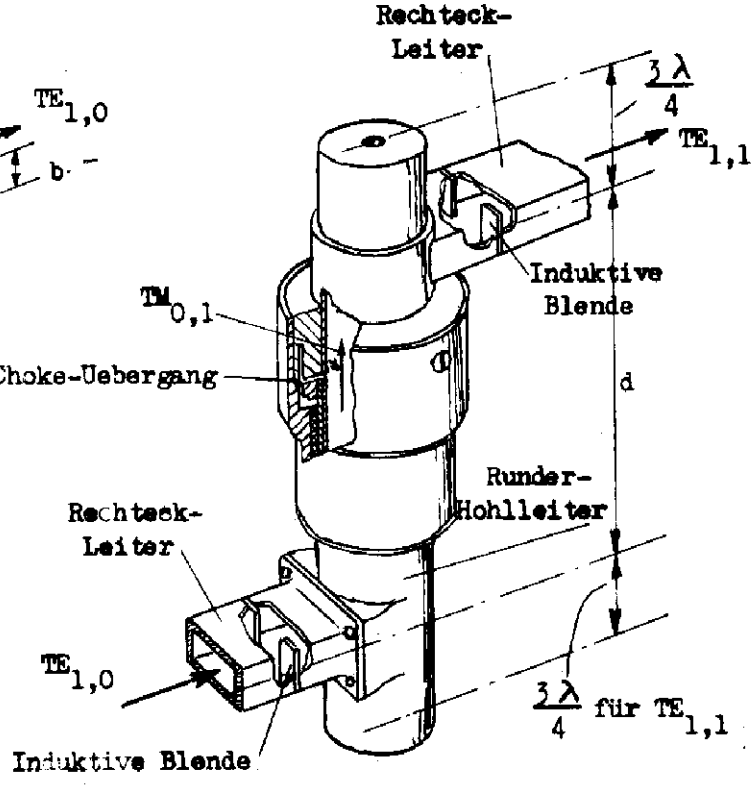
10 cm - Uebertragungssystem mit rechteckigen Hohlleitern



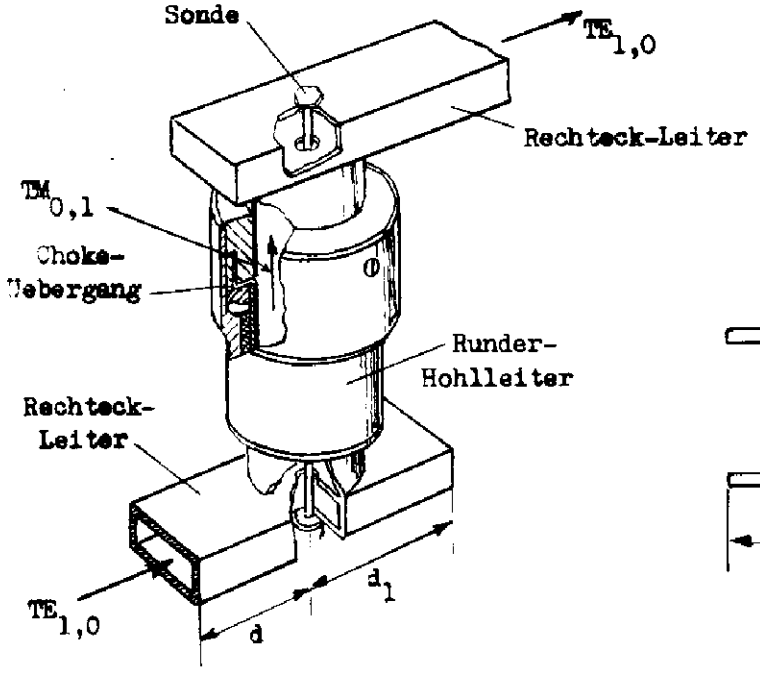
W e l l e n l e i t e r - D r e h k u p p l u n g e n

A . Zirkular-Uebergang

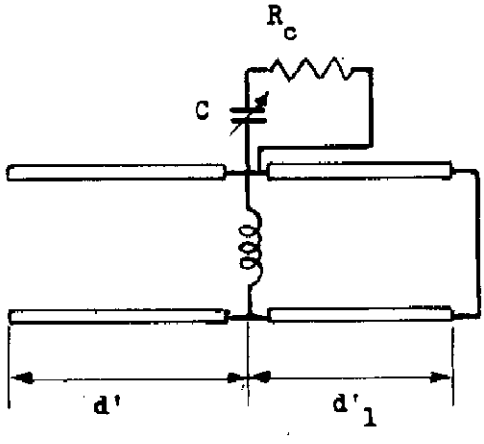




B . Zirkular-Uebergang (Variante)



C . Drehkupplung mit Sonden



D . Ersatzschaltbild zu C