

DESY - Bibliothek

X 30. b. 64

DEUTSCHES ELEKTRONEN-SYNCHROTRON

**DESY**

DESY 64/7

Mai 1964

Beschleuniger

DER MAGNETISCHE INFLEKTOR

von

M. Swars

2 HAMBURG-GR. FLOTTBEK 1, NOTKESTIEG 1

# DER MAGNETISCHE INFLEKTOR

von

M. Swars

## Abstract

The following article deals with producing a fast pulsed magnetic field for the DESY inflector. Hydrogen thyratrons were used to realize these pulses. Some problems of pulse measurement and amplitude control are described in detail.

## Inhaltsübersicht:

- A) Grundlegende Betrachtungen
- B) Der Entladekreis
- C) Die Ladeschaltung
- D) Die Erzeugung der Zündpulse
- E) Meßeinrichtungen
  - 1.) Strommessung
  - 2.) Feldmessung, Integrationsverstärker
- F) Die Amplitudenregelung
  - 1.) Prinzip
  - 2.) Meßwertumformung
  - 3.) Stellglied
  - 4.) Istwertanzeige
- G) Schutzeinrichtungen

### A. Grundlegende Betrachtungen

Die Grundform einer Inflektorspule ist die Doppelleitung, wobei ein zwischen den Drähten der stromdurchflossenen Leitung geführter Elektronenstrahl in der Leiterebene abgelenkt wird. Da der homogene Feldbereich im Innern einer solchen Einleiteranordnung (es werden nur Leiter einer Stromrichtung gezählt) nicht sehr ausgedehnt ist, entstehen in der Praxis kompliziertere Anordnungen, deren Geometrie einen im Verhältnis zum Leiterabstand möglichst grossen homogenen Feldbereich gewährleistet. Im vorliegenden Fall des DESY-Synchrotrons erwies sich eine Vierleiteranordnung als günstig. Damit ergibt sich bei einer Einschussenergie von 40 (MeV) und einer Spulenlänge von etwa 1,70 (m) für einen Einlenkwinkel von  $2,5(^{\circ})$  eine Induktion von 33 Gauß. Der in den Leitern fliessende Strom beträgt dabei 160 (A). Innerhalb eines in grober Annäherung kreisförmigen Querschnitts von 6 (cm) Durchmesser betragen die Feldinhomogenitäten weniger als 1%. Bei Serienschaltung der 4 Windungen beträgt die Spuleninduktivität etwa 20 ( $\mu\text{H}$ ). Während die Dauer der Anstiegsflanke des Stromimpulses bedeutungslos ist, wenn dessen Scheitelwert länger als einen Umlauf ( $1/\mu\text{s}$ ) andauert, verursacht die abfallende Flanke eine Lücke in der Füllung des Ringes. Man ist nun bestrebt, diese Abschaltzeitkonstante der Inflektorspule mit vernünftigen technischen Aufwand so klein wie möglich zu halten.

Wenn die Leiteranordnung der Inflektorspule bereits feststeht, muss man sich noch Gedanken über die Stirnverbindungen machen. Es bieten sich hier drei Möglichkeiten an:

- a) alle Leiter in Reihe, 4 Windungen
- b) je 2 Leiter parallel, 2 Windungen
- c) alle 4 Leiter parallel, 1 Windung.

Die Induktivität ist nun bei gleichbleibendem Feldvolumen dem Quadrat der Windungszahl proportional, im ersten Fall waren es 20 ( $\mu\text{H}$ ) und 160 (A) Spulenstrom, im zweiten Fall bekommt man danach 5 ( $\mu\text{H}$ ) bei 320 (A) und schliesslich bei 4 parallelen

Leitern  $1,25 \text{ } (\mu\text{H})$  bei  $640 \text{ (A)}$ . Rechnet man mit einer konstanten Zuleitungsinduktivität von  $1 \text{ } (\mu\text{H})$  in der pulserzeugenden Schaltung und einer Zeitkonstante von  $L/R = 0,1 \text{ } (\mu\text{s})$  ergeben sich

- a)  $210 \text{ } (\mu\Omega) \times 160 \text{ (A)} = 33,6 \text{ (kV)}$  entsprechend  $5,4 \cdot 10^6 \text{ (W)}$
- b)  $60 \text{ } (\mu\Omega) \times 320 \text{ (A)} = 19,2 \text{ (kV)}$  entsprechend  $6,1 \text{ (MW)}$
- c)  $22,5 \text{ } (\mu\Omega) \times 640 \text{ (A)} = 14,4 \text{ (kV)}$  entsprechend  $9,2 \text{ (MW)}$

als Schaltspannungen und Impulsleistungen im Entladekreis.

Im Fall a) spielen die Probleme der Spannungsfestigkeit der Schalter eine Rolle, während im Fall c) die zu beherrschenden Ströme und die Erwärmung problematisch sind, abgesehen davon, dass im ersten Fall wahrscheinlich schon die Eigenresonanz der Spule zu niedrig liegen würde, um noch Pulssteilheiten von  $10^{-7} \text{ (s)}$  erzielen zu können.

Beim DESY-Inflektor ist die Kompromisslösung b) mit 2 Windungen und  $320 \text{ (A)}$  gewählt worden. Die Eigenresonanz der Spule von  $8 \text{ (MHz)}$  gestattet noch eine Übertragung von Abfallzeiten um  $10^{-7} \text{ (s)}$ . Allerdings ist hier das magnetische Feld als interessierende Grösse während des Abschaltens nicht mehr streng proportional dem Strom, so dass sich neben der einfachen Strommessung auch noch eine direkte Feldmessung für die Beobachtung des Inflektorpulses empfiehlt (siehe E 2).

#### B. Der Entladekreis

Beim Entwurf handelt es sich zunächst darum, für die in Abschnitt A ermittelten Werte  $320 \text{ (A)}$  und  $19 \text{ (kV)}$  die geeigneten Schalter auszusuchen. Hier bieten sich die bereits in der Radartechnik bewährten Wasserstoffthyratrons an. Letztere lassen sich wohl zu einem definierten Zeitpunkt zünden, leider aber nicht ebenso schnell wieder löschen. Impulse in Thyratronschaltungen können aus diesem Grunde nur durch Einschaltvorgänge realisiert werden. Eine bekannte Methode, unter Zuhilfenahme einer Laufzeitkette mit einem Einschaltvorgang einen Rechteckpuls zu erzeugen,

liefert bei induktiver Last immer eine gewisse Welligkeit auf dem Impulsdach und scheidet deshalb aus, weil eine hohe Amplitudenkonstanz von total 1% verlangt wird. Es verbleibt das Prinzip, für die An- und Abschaltung des Stroms getrennte Schalter zu verwenden. Die Schaltung dafür ist in Abb. 1 dargestellt. Zunächst zündet das Thyatron  $S_1$  und die Entladung des Kondensators erfolgt über die Inflektorspule  $L_1$  und die Widerstände  $R$  und  $R_v$ . Am Ende des Pulses wird das Thyatron  $S_2$  gezündet und damit der Zweig mit der Inflektorspule überbrückt, der Kondensator entlädt sich nur noch über  $R_v$ , allerdings ist der im Abschaltkreis über  $S_2$  fliessende Spitzenstrom, bedingt durch das Verhältnis  $R/R_v$ , mit etwa 1000 (A) wesentlich grösser als der Pulsstrom über  $S_1$ . Die Spannungsfestigkeit der Thyatrons muss hier 25 (kV) betragen, da zu den eingangs erwähnten 19 (kV) an  $R$  noch der Spannungsabfall an  $R_v$  hinzukommt. Die dazu verwendete Thyatrontetrode CX 1140 erfüllt sowohl die Spannungs- als auch die Stromanforderungen und ist gleichzeitig auch Austauschtype für die Modulatoren des Linearbeschleunigers.

Die Kompensationsspule  $L_k$  begradigt das sonst bei einer Kondensatorentladung nach einer Exponentialfunktion abfallende Impulsdach und bewirkt ausserdem noch das für die Löschung des Thyatrons erforderliche negative Überschwingen der Anodenspannung nach dem Impuls. Allerdings darf dabei zur Vermeidung von Fehlzündungen die inverse Spannung einige kV nicht überschreiten, wofür noch der Dämpfungswiderstand  $R_d$  und eine Diode vorgesehen sind. Gemäss der Kompensationsbedingung  $L_k = R_v^2 \cdot C$  für  $di/dt = 0$  am Pulsanfang ergeben sich für  $L_k$  55 ( $\mu$ H).

Mit Hilfe eines einfachen Kunstgriffes in Gestalt der Versteilungsspule  $L_v$  lässt sich die Abfallsteilheit des Inflektorpulses noch verbessern. Über einen Lufttransformator 1 : 1 wird beim Zünden von  $S_2$  das Kondensatorpotential mit umgekehrter Polarität zusätzlich in den rechten Zweig eingekoppelt, was unter der Bedingung  $L_v = 2 L_i \cdot R_v / (R - R_v)$  theoretisch eine Halbierung der

ohne  $L_v$  vorhandenen Abschaltzeitkonstante ergibt. Man bekommt so eine Versteilerung der Rückflanke unter gleichzeitiger Abflachung der Anstiegsflanke. Hierdurch werden für den Abfall von 99% auf 1% Zeiten unter 0,2 ( $\mu$ s) erreicht (Abb.9 und 10). Ausschlaggebend für die Wirksamkeit der Methode sind aber geringe Verlustinduktivitäten im Entladekreis des Thyratrons  $S_2$ . Das Prinzip des eigens für diesen Zweck aus einer Koaxialleitung hergestellten, besonders streuarmer Lufttransformator zeigt Abb.2.

Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, dass bei Ausbildung von  $L_k$  als Eisenkernspule, welche mit dem Pulsstrom in stärker gekrümmten Bereichen der Magnetisierungskurve betrieben wird, eine Linearisierung des Impulsdachs über einen grösseren Zeitraum als bei Verwendung von Luftspulen möglich ist. Bei gleicher erzielbarer Impulsdauer gestattet dies eine Verkleinerung des Kondensators und damit eine Verringerung des Leistungsbedarfs der Anlage.

### C. Die Ladeschaltung

Der als Speicher für die Impulsleistung von etwa  $10^7$  Watt erforderliche Kondensator muss nach der einige Mikrosekunden andauernden Entladung im stationären Pulsbetrieb während der 20 (ms) andauernden Pause bis zur nächsten Entladung auf die alte Spannung gebracht werden. Dies geschieht mit Hilfe eines in Abb. 3 im Prinzip dargestellten Wechselstromladeverfahrens. Dort ist der Kreis LC auf die Netzfrequenz abgestimmt ( $\omega^2 LC = 1$ ), so dass bei offenem Schalter und vernachlässigten Verlusten dem Netz kein Strom über  $L_v$  entnommen wird. Die periodische Entladung über die Thyratrons erfolgt im Scheitel der Netzspannung, symbolisiert durch den Schalter, dessen Schliessungszeit klein gegenüber der Periodendauer ist. Hierdurch wird nun der ursprüngliche Zustand des Systems im Zündzeitpunkt jeweils um einen negativen Spannungssprung in Höhe der Netzscheitelspannung  $\hat{U}$  gestört, wenn C vollständig entladen wird. Dies ergibt eine Überlagerung mit einem

kosinusförmig verlaufenden Ausgleichsvorgang  $-\hat{U} \cos \omega_E t$  mit der durch die Parallelschaltung von  $L$  und  $L_V$  bedingten Eigenfrequenz des Systems

$$\omega_E = \frac{1}{\sqrt{\frac{LL_V}{L+L_V} \cdot C}} > \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$L_V$  dimensioniert man so, dass sich  $\omega_E = \frac{3}{2}\omega$  einstellt. Dann besitzt die Amplitude des Ausgleichsvorgangs im nächsten Zündzeitpunkt nach drei Halbperioden ihren positiven Scheitelwert  $+\hat{U}$ . Da im ungestörten Zustand ebenfalls  $U_C = \hat{U}$  im Zündzeitpunkt vorhanden war, ergibt die Überlagerung beider Vorgänge eine Resonanzüberhöhung auf den doppelten Scheitelwert der Netzspannung. Für die Berechnung von  $L_V$  gilt

$$\omega_E^2 = \frac{L + L_V}{LL_V C} = \left(\frac{3}{2}\omega\right)^2 = \frac{9}{4LC}$$

$$1 + \frac{L}{L_V} = \frac{9}{4}; \quad L_V = \frac{4}{5}L$$

Die Kondensatorspannung war

$$U_C = \hat{U} \left( \cos \omega t - \cos \frac{3}{2}\omega t \right) \text{ für } 0 < \omega t < 2\pi$$

Der dem Netz entnommene Strom ist mit

$$i = \frac{\hat{U}}{\omega L} \left( \frac{5}{6} \sin \frac{3}{2}\omega t - \frac{5}{9\pi} \right) \text{ für } 0 < \omega t < 2\pi$$

trotz des formal auftretenden Gleichstromgliedes ein reiner Wechselstrom, da die Integration des Wechselstromterms über das Zündintervall von  $1 \frac{1}{2}$  Perioden einen gleich grossen positiven Gleichstromanteil liefert. Das negative Überschwingen der Kondensatorspannung beträgt 82 % des Scheitelwerts  $2\hat{U}$ .

In der praktischen Ausführung liegt der Kondensator an der Sekundärwicklung eines Hochspannungstrafos 1 : 40, dessen Hauptinduktivität  $L$  mittels eines einstellbaren Luftspalts in Resonanz mit der Netzfrequenz gebracht wird. Die Drossel  $L_V$  bleibt auf der Niederspannungsseite. Der auf 25 (kV) aufgeladene Kon-

densator  $C = 0,22 \text{ } (\mu\text{F})$  besitzt eine Energie von 69 (Ws). Der fünfzigfache Betrag von 3,4 (kW) fließt als Wirkleistung in den Entladekreis, wenn man die Heizung und Zündstromversorgung der Thyratrons nicht einrechnet. Bei einem Wirkungsgrad von 78 % und einem Leistungsfaktor (kein  $\cos\varphi$ ) von 0,80 entnimmt die Ladeschaltung dem 220 V-Netz 4,4 (kW) und 25 (A).

Der Hochspannungstrafo fiel mit einem Leistungsgewicht von etwa 50 (kg/kW) erheblich grösser als normale Transformatoren der gleichen Leistung aus, weil sich eine definierte Hauptinduktivität nur mit schwach gesättigtem Eisen verwirklichen lässt. Bei zu starker magnetischer Beanspruchung würde infolge nichtlinearer Effekte ein Pendeln der Pulsamplitude zwischen zwei verschiedenen Werten im Rhythmus der halben Netzfrequenz auftreten und einen brauchbaren Betrieb unmöglich machen:

#### D. Die Erzeugung der Zündpulse

Um bei der Thyratrontetrode CX 1140 den Anodenkreis zu zünden, erfolgt zuerst eine Vorionisierung durch Zündung des der Kathode benachbarten Gitters und 0,75 ( $\mu\text{s}$ ) später die Triggerung des zweiten Gitters mit Pulsen von 400 (V) Leerlaufamplitude. Etwa 0,2 ( $\mu\text{s}$ ) nach dem letzten Triggerpuls erfolgt die Hauptentladung, welche sich in etwa 25 (ns) aufbaut, so dass zwischen Triggerung und Anodenstrom 1 ( $\mu\text{s}$ ) verstreicht. Die Stromergiebigkeit der Triggerschaltung beträgt 0,9 (A) im Kurzschluss. Dieser, im Vergleich zu entsprechenden Thyratrontrioden, welche durchweg mit Wasserstoffthyratrons kleiner Leistung gezündet werden müssen, geringe Zündstrom ist offenbar ein Vorteil der Tetrodenanordnung. Die Beaufschlagung der Zündelektroden erfolgt ohne Zwischenschaltung eines Impulstransformators direkt aus einer mit der Pentode EL 152 bestückten Kathodenfolgerendstufe. Dabei beträgt die Anstiegssteilheit der Triggerpulse im Leerlauf 3000 (V/ $\mu\text{s}$ ).

Die Tatsache, dass man mit der Netzfrequenz zündet, wird zur Verringerung der Anodenverlustleistung in der Elektronik ausge-



nutzt. Unter Verzicht auf die sonst übliche Gleichstromversorgung der Röhren erfolgt hier die Anodenstromspeisung direkt von der Sekundärwicklung des Netztrafos mit Wechselspannung. Da einerseits nur in den positiven Halbwellen der Netzfrequenz Anodenstrom fließen kann, andererseits aber im Scheitel einer Sinushalbwellen gezündet wird, bringt jeder dieser Umstände für sich eine Leistungersparnis um den Faktor  $1/2$ . So beträgt die Anodenverlustleistung dieser Betriebsart nur  $1/4$  derjenigen einer Anodenstromversorgung mit Gleichstrom.

Während des Inflektorpulses nimmt die Kathode des Thyratrons  $S_1$  sowie die damit galvanisch verbundene Triggerelektronik Hochspannungspotential an. Dies machte eine hochspannungsfeste galvanische Trennung der Zündschaltung von den Zuleitungen erforderlich. Die Netzstromversorgung für  $S_1$  erfolgt deshalb über einen zwischengeschalteten Isoliertrafo, während der nur  $3 \mu\text{s}$  lange Ansteuerpuls für die Elektronik über einen entsprechenden Lufttransformator mit nur einigen Windungen angekoppelt wird. Die Ansteuerpulse für die Thyratrons  $S_1$  und  $S_2$  werden über zwei hier nicht näher beschriebene Zeitverzögerungsglieder aus dem Haupttriggerpuls des Linacs abgeleitet, wobei dann die einstellbare Verzögerungszeit des zweiten Gliedes die Länge des Inflektorpulses angibt.

#### E. Meßeinrichtungen

##### 1.) Strommessung

Die triviale und zugleich genaue Methode der Messung des Stromes als Spannungsabfall an einem Widerstand setzt bei der heute üblichen Praxis der erdunsymmetrischen HF-Technik mit Koaxialkabeln einen einseitig geerdeten Meßwiderstand voraus, wenn man einwandfreie Ergebnisse erzielen will. Damit ergab sich zwangsläufig eine Erdung der Inflektorspule über den Meßwiderstand, so dass das Einschaltthyatron dahinter an eine spannungsmässig "heiße" Stelle gelegt werden musste. Der Widerstand besteht aus einer

reusenförmigen Parallelschaltung mehrerer gleicher Halbleiterwiderstände. Dabei ist zu beachten, dass bei Werten unter  $10 \text{ } (\mu\Omega)$  die Eigeninduktivität bei hohen Frequenzen bereits stören kann. Deshalb liegen hier 33 Widerstände zu je 22  $(\mu\Omega)$  gleich  $2/3 \text{ } (\mu\Omega)$  parallel, was aber immerhin eine Meßspannung von etwa 200 (V) ergibt.

## 2.) Feldmessung, Integrationsverstärker

Im Gegensatz zur niederfrequenten Meßtechnik werden bei Abnahme eines induktiven Signals mittels Meßspulen im Inflektorfeld kapazitive Störkopplungen von benachbarten, spannungsführenden Leitern problematisch. Die klassische Methode der erdsymmetrischen Meßspule mit Gegentaktverstärker, bei welcher die Störkomponente im Gleichtakt auftritt und somit herausfällt, gelangte hier nicht zur Anwendung, da bei einer Größe des Magnetfeldes von über 30 Gauß bereits eine einzelne Windung, welche sich gut abschirmen lässt, eine ausreichende Meßspannung liefert. Eine erdsymmetrische Meßsonde mit einer abgeschirmten Windung bekommt man relativ einfach nach Abb. 4, indem der Innenleiter eines am Ende offenen Koaxialkabels mit dessen Mantel verbunden wird. Der induktive Widerstand der Schleife muss dabei bei den höchsten auftretenden Frequenzen noch klein gegenüber dem Wellenwiderstand des Kabels sein.

Von besonderer Wichtigkeit ist die verzerrungsfreie Rückverwandlung des gemessenen Signals  $\text{dB}/\text{dt}$  in die Feldkomponente  $B$  über einen Integrator. Im Gegensatz zu der bei niederfrequenten Anwendungen geübten Praxis der um 180 Grad phasendrehenden Integrationsverstärker wurde hier eine Methode der Zerlegung des Frequenzspektrums in Teilfrequenzbereiche entwickelt, bei welcher sich Eingangs- und Ausgangsspannung in gleicher Phasenlage befinden. Wie aus Abb. 5 ersichtlich, ist dem eigentlichen Verstärker ein Tiefpaßglied mit dem Frequenzgang  $U_g = U_o / (1 + j\omega CR)$  vorgeschaltet. Im Stromquellenersatzbild des nachfolgenden Verstärkertells mit der Steilheit  $S$  ist der eingeprägte Strom

$$i = S \cdot U_{gk} = S (U_g - i \cdot R)$$

oder 
$$i = U_g / (R + 1/s) = U_k / R$$

Im Idealfall mit  $S = \infty$  ergibt sich  $U_k = U_g$ .

Es ist dann

$$\begin{aligned} U_a &= U_g + i/j\omega C = U_g (1 + 1/j\omega CR) \\ &= U_g (1 + j\omega CR) / j\omega CR \end{aligned}$$

Man erkennt daraus leicht  $\lim_{\omega \rightarrow \infty} U_a = U_g$

Der Verstärkerteil entartet also in dem bei elektronischen Schaltungen besonders kritischen Bereich der hohen Frequenzen in einen Kathodenfolger. Dies ist günstig, da letzterer Schaltung speziell für hohe Frequenzen optimale Übertragungseigenschaften nachgesagt werden. Der Frequenzgang über alles ist, da sich bei der Produktbildung der Einzelfrequenzgänge der Faktor  $(1 + j\omega RC)$  heraushebt, einfach  $U_a = U_o / j\omega CR$ , wobei  $RC$  die Integrationskonstante des Verstärkers darstellt. Der Röhrenverstärker besorgt dabei die Integration der tiefen Frequenzen, während für die Frequenzen oberhalb  $\omega = 1/RC$  das passive Glied wirksam ist. In der ausgeführten Schaltung beträgt die Integrationskonstante  $0,13 \mu s$  entsprechend einer Überlappungsfrequenz von  $1,2$  (MHz).

#### F. Amplitudenregelung

##### 1.) Prinzip

Die Auslegung des Regelsystems richtet sich nach der geforderten Genauigkeit und den Faktoren, welche die Pulsamplitude beeinflussen. Der Inflektor soll im Bereich von 30 bis 40 Gauß nach Möglichkeit mit einer Amplitudenkonstanz von  $\pm 0,1\%$  betrieben werden. Ohne Stabilisierung würde diese Konstanz durch die Netzspannungsschwankungen sowie die Temperaturänderungen der Massivkohlewiderstände im Entladekreis vereitelt werden. Letztere sind infolge des hohen Temperaturkoeffizienten von  $-5 \cdot 10^{-4} (1/^\circ C)$  betriebswarm um etwa  $7\%$  niederohmiger als im kalten Zustand. Die Stromversorgung von Linac und Inflektor erfolgt über einen separaten Generator, dessen Massenträgheit

kurzzeitige Netzspannungsschwankungen aussieht, so dass die Regelung nur noch langsame Spannungsänderungen auffangen muss.

In den normalen Regelsystemen muss die aus Stabilitätsgründen erforderliche, aber unerwünschte Zeitkonstante des Regelkreises umso grösser sein, je grösser die geforderte Genauigkeit ist. Dieser Zwiespalt zwischen Genauigkeit und Stabilität kann aber im vorliegenden Fall eines Impulssystems mit Speicherkondensator umgangen werden, indem in diesem Spezialfall auch schnelle Netzspannungsänderungen in einem Regelsystem hoher Genauigkeit bewältigt werden können. Dies wird mit Verfahren ermöglicht, welche auf eine Abtrennung der Ladeschaltung vom Entladekreis nach Erreichen des Sollwerts der Kondensatorspannung hinauslaufen. Dieselben erfordern schaltungstechnische Eingriffe auf der Hochspannungsseite und sind damit relativ aufwendig. Verzichtet man jedoch auf die Ausregelung von Kurzzeitschwankungen, so kommt man mit wesentlich billigeren Eingriffen auf der Niederspannungsseite aus. Da, wie bereits eingangs erwähnt, hier nur Langzeitschwankungen der Netzspannung zu erwarten sind, wird die Inflektorpulsamplitude nach der letzten Methode über ein auf der Unterspannungsseite eingreifendes Stellglied geregelt. Dasselbe wird durch ein langsam veränderbares Gleichspannungspotential angesteuert (siehe F 3). Dazu muss die am Ausgang der Regelstrecke als Inflektorpuls von etwa 2 Mikrosekunden Dauer vorliegende Meßgröße erst noch entsprechend umgeformt werden (F 2). Die gewünschte Pulsamplitude wird als Sollwert über ein Potentiometer vorgegeben, mit der gemessenen Pulshöhe verglichen und die sich so ergebende, in eine Gleichspannung umgeformte Regelabweichung steuert das Stellglied, womit sich der Regelkreis schliesst. Die noch erforderliche Anzeige, ob die Amplitude mit dem eingestellten Wert übereinstimmt, geschieht über drei Kontrollampen, welche die Regelabweichung auswerten (F 4).

## 2.) Meßwertumformung

Der Aufbau des Meßorgans richtet sich nach der Amplitude und

dem Tastverhältnis der anfallenden Pulse. Bei der Strommessung über den Meßwiderstand und eine Kabelleitung bekommt man am Ende eine Spannung von etwa 100 Volt bei einem Tastverhältnis von  $10^{-4}$ . Diese Impulse werden in einem Gegentaktverstärker mit unterdrücktem Nullpunkt (Vergleichsstufe Abb. 6) mit einer festen Referenzgleichspannung verglichen. Der Meßwiderstand ist so abgeglichen, dass bei der Einstellung auf den grösstmöglichen Sollwert von 40 Gauß die Pulsamplitude gerade gleich der Referenzspannung, d.h. gleich der Brennspannung einer handelsüblichen Glimmstabilisatorröhre (84 V) ist. Dann herrscht im stationären Betrieb während des Inflektorpulses am linken Steuergitter ein etwas grösseres Potential als am rechten Referenzgitter, und es wird mit dem Anodenstrompuls der Haltekreis in Gestalt eines Spitzengleichrichters angestossen, dessen Ansprechschwelle etwa auf Potentialgleichheit des Pulsscheitels mit der Referenzspannung justiert ist. Der Spitzengleichrichter verwandelt also die Regelabweichung in eine Gleichspannung, wobei dessen Ansprechzeitkonstante mit 0,3 Mikrosekunden kleiner als die Impulsdauer und dessen Entladezeitkonstante mit etwa 150 Millisekunden gross gegenüber der Periode der Netzfrequenz ist. Dieses extreme Zeitkonstantenverhältnis von  $5 \cdot 10^5$  wurde mit einer Kaskadenschaltung zweier Haltekreise erreicht. Die anschliessend noch um den Faktor 15 verstärkte Regelspannung wird der Istwertanzeige zugeführt ( F 4) und parallel dazu über ein Tiefpassglied mit einer Zeitkonstante von 7 Sekunden auf das Stellglied gegeben. Nach einer Faustregel muss die eingebaute Zeitkonstante grösser als das Produkt Regelverhältnis mal Impulsabstand sein, wenn keine Regelschwingungen auftreten sollen. Da hier bei 12% Netzschwankungen 0,1% Amplitudenänderung gemessen wurden, ergibt sich rechnerisch  $T = 120 \times 20 \text{ ms} = 2,4 \text{ Sekunden}$  als Selbst-erregungsgrenze.

Die Vergleichsstufe kann nach ihrer Bauart nur auf einen bis auf die Regelabweichung konstanten Pulsscheitelwert ansprechen, wobei sich dann bei einer kapazitiven Ankopplung und der Gleich-

spannung Null am linken Gitter die gesamte Referenzspannung als Pulsamplitude einstellt. Bei Anlegen einer positiven Gittervorspannung stellt sich, da bei dem kleinen Tastverhältnis von  $10^{-4}$  eine nahezu exakte Addition von Pulsscheitelspannung und Gleichspannung erfolgt, ein Inflektor puls ein, dessen Amplitude gegenüber dem vollen Wert um den Betrag der eingeschleusten Gleichspannung verkleinert ist. Dies wird zur Einstellung des Sollwerts ausgenutzt. Derselbe kann an einem Instrument mit linearer Skala abgelesen werden. Dabei entsprechen hier 40 Gauß dem Ausschlag Null und 30 Gauß dem Vollausschlag des Instruments.

### 3.) Das Stellglied

Diese Steuerungseinrichtung beeinflusst durch Eingriffe in die Niederspannungsseite der Ladeschaltung (C) die Spannung des Ladekondensators im Zündzeitpunkt und damit die Inflektor pulsamplitude. Bei Verzicht auf eine automatische Regelung kann die Amplitude über das Stellglied von Hand eingestellt werden. Die Wirkungsweise sei an Hand der Abbildungen 7 und 8 erläutert. Die Überlagerung der Regelspannung mit einer gegenüber der Netzspannung um etwa  $60^\circ$  voreilenden Hilfswechselspannung gelangt auf den Eingang einer Kippstufe nach Art des Schmitt-Triggers. Derselbe besitzt ein festes Kipppotential, welches nach Abb. 8 umso früher erreicht wird, je grösser die Regelspannung ist. Ein Impulstrafo zwischen dieser Stufe und dem Stellthyatron überträgt beim Kippen derselben Nadelimpulse auf das Gitter des Thyratrons. Die positiven Gitterpulse zünden bei gleichzeitig vorhandener positiver Anodenspannung das Thyatron, während die negativen Spitzen bedeutungslos sind. Durch diese Zündwinkelsteuerung wird aus der Spannungsfläche in Abb. 8a das schraffierte Stück herausgeschnitten. Dies hat zur Folge, dass auch der Spannungssprung am Ende der Periode, welcher die Entladung des Kondensators über den Inflektor anzeigt, kleiner wird als ohne Zündung des Stellthyratrons. Den kleinsten In-

flektor puls erhält man bei der Zündung im Punkt b. Dieser Arbeitspunkt ist jedoch labil, da bei noch weiterer Vorverlegung des Zündpulses die Regelung plötzlich aussetzt, weil dann die Anodenspannung des Stellthyratrons im Zündzeitpunkt nicht mehr positiv ist, die Röhre dann also nicht mehr zünden kann. Eine Amplitudenbegrenzung der Regelspannung unterbindet diese Möglichkeit.

Die Anodendrossel des Stellthyratrons ist so bemessen, dass sich der Inflektor puls um maximal 30 % herunterregeln lässt. Als Thyratron dienen zwei über eine hier nicht gezeichnete Saugdrossel parallelgeschaltete Edelgasthyratrons PL 5545. Die Stromaufnahme derselben beträgt 2 x 7 (A) effektiv im heruntergeregelten Zustand. Dabei beträgt die Gesamtstromaufnahme aus dem 220 V-Netz 16 (A) gegenüber 24 (A) im ungeregelten Zustand.

#### 4.) Istwertanzeige

Durch Beobachtung der Regelspannung, welche die in einen Gleichstromwert umgewandelte und verstärkte Regelabweichung des Inflektor pulses vom Sollwert darstellt, kann man auf die Übereinstimmung des ersteren mit dem Sollwert schliessen. Zu einer grossen Regelspannung gehört nach F 3 eine Vorverlegung der Hilfsthyratronzündung, also eine kleine Inflektor pulsamplitude, während zu kleinen Regelspannungen grosse Amplituden gehören. Unterschreitet die Regelspannung den Wert, welcher dem Zündwinkel des Punkts a in Abb. 8a zugeordnet ist, so ergibt sich der volle, ungeregelte Amplitudenwert, derselbe kann sich auch bei weiterer Verkleinerung der Regelspannung nicht mehr erhöhen. Umgekehrt ist bei Überschreitung der dem Zündwinkel von b zugeordneten Regelspannung keine Amplitudenverkleinerung mehr möglich, dieselbe bleibt voll heruntergeregelt. Nun wird hier mit einer Änderung des Scheitelwerts "Puls + Gittervorspannung" von 0,3 % in der Vergleichsstufe bereits der ganze Regelbereich  $\Delta \varnothing$  des Stellglieds überstrichen, was etwa 15 Volt Regelspannungsänderung entspricht. Ein innerhalb dieses Regelspannungsbereichs

liegender Puls wird als mit dem Sollwert übereinstimmend definiert und mit einer grünen Lampe zur Anzeige gebracht. Kleinere Regelspannungen werden durch eine weisse Lampe registriert (Amplitude zu klein, Stellglied ungeregelt), grössere Regelspannungen schalten eine rote Lampe (Amplitude zu gross, Stellglied übersteuert).

Zur Überprüfung der Funktionsfähigkeit dieser Einrichtung enthält der Betriebsartschalter drei Prüfschritte, welche bei abgeschaltetem Inflektor puls einen mittels eines Zerhackers erzeugten Prüfpuls mit drei um je 0,3% differierenden Testamplituden auf den Eingang der Vergleichsstufe geben. Bei einwandfreier Apparatur leuchten dann nacheinander die drei zugehörigen Kontrolllampen auf.

#### G. Schutzeinrichtungen

Die Wasserstoffthyratrons und die Widerstände im Entladekreis des Inflektors sind relativ kostspielige Bauteile, welche bei Defekten innerhalb der Anlage anormalen Betriebszuständen ausgesetzt und damit überlastet werden können. Wenn z.B. die Zündung des Thyratrons  $S_2$  in Abb. 1 ausfällt, entlädt sich der Kondensator vollständig über das Thyatron  $S_1$ , den Widerstand R und die Inflektorspule, was aufgrund der Zeitkonstante im Entladekreis einen Puls von etwa 14  $\mu$ s Dauer zur Folge hat. Der 50  $\Omega$ -Widerstand würde dabei stark überlastet und in kurzer Zeit durchbrennen. Abhilfe hiergegen bewirkt eine Fehlerschutzstufe. Dies ist eine Flipflopstufe mit einem definierten Ansprechpegel. Eine Ansteuerung über ein integrierendes RC-Glied ist so dimensioniert, dass bei einem Inflektor puls von normaler Dauer das Kipppotential des Flipflops gerade noch nicht erreicht wird, jedoch kippt die Stufe bei dem vorher erwähnten langen Puls im Störfalle. Dann erfolgt über ein im Anodenkreis liegendes Relais die Abschaltung der Hochspannung. Die Rückstellung der Stufe geschieht von Hand durch Drücken der Ein-Taste.



Die Wasserstoffthyratrons benötigen vor dem Einschalten der Anodenspannung eine Vorheizzeit von mindestens 15 Minuten. Diese Zeit wird mit einem elektronischen Verzögerungsglied erzwingen, indem erst 20 Minuten nach dem Einschalten der Inflektorelektronik ein von dem ersteren gesteuerter Relaiskontakt das Einschalten des Hochspannungskreises freigibt.

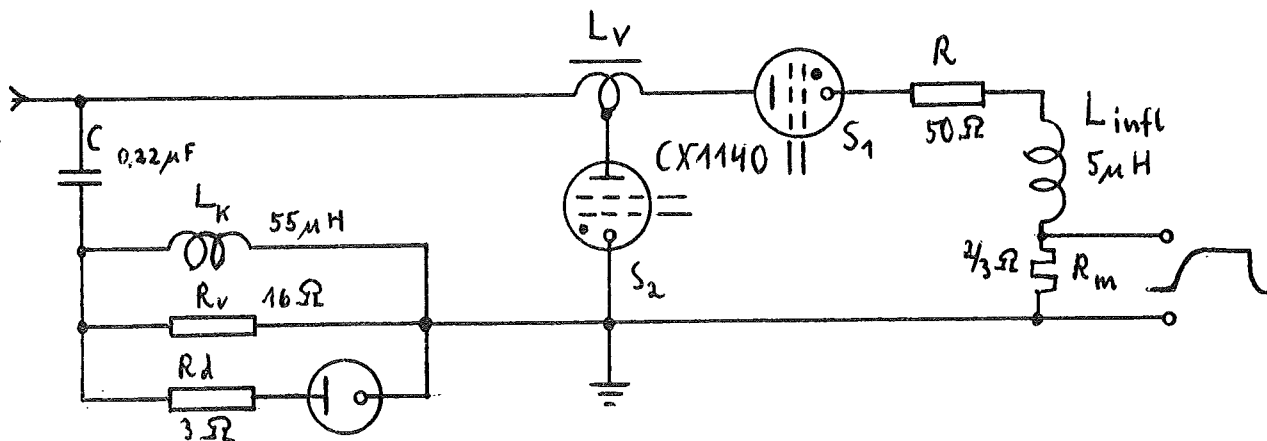
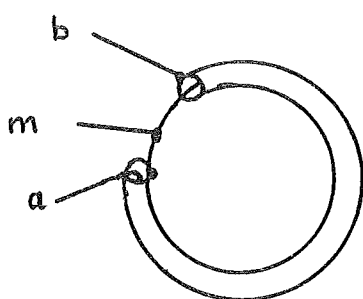
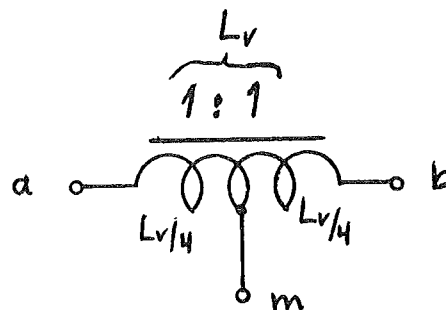


Abb. 1 Schaltung des Entladekreises

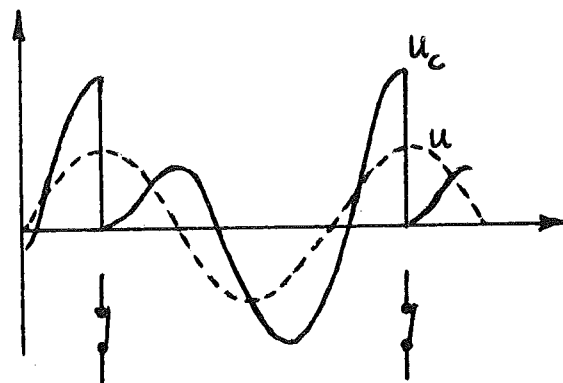
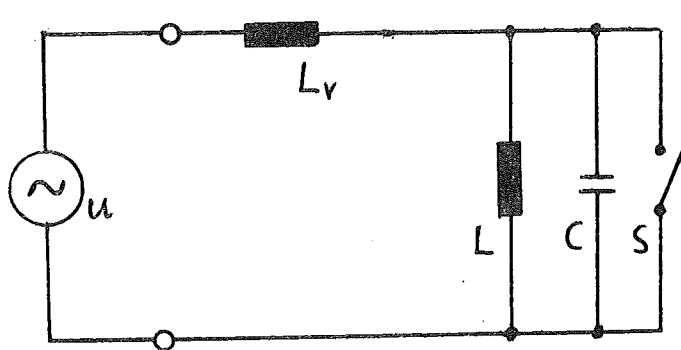


mechan. Aufbau



Ersatzschaltbild

Abb. 2 Prinzip der Versteilerungsspule



$$\omega^2 LC = 1 ; L_v = \frac{4}{5} L$$

Abb. 3 Wechselstrom - Ladeverfahren

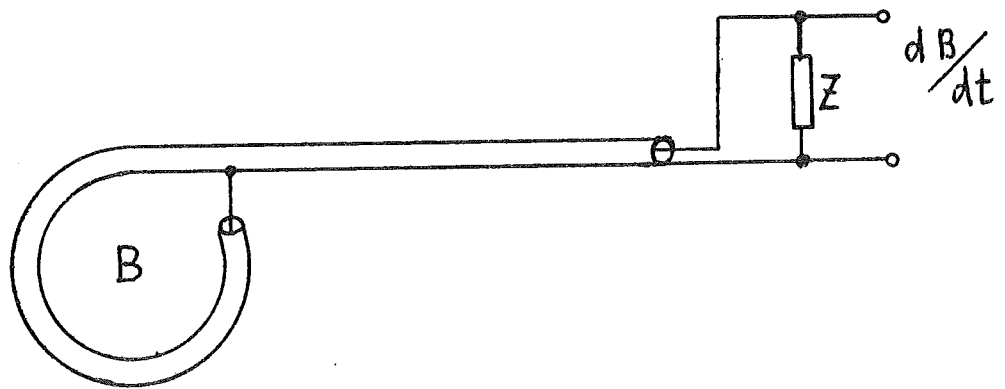


Abb. 4 Meßschleife

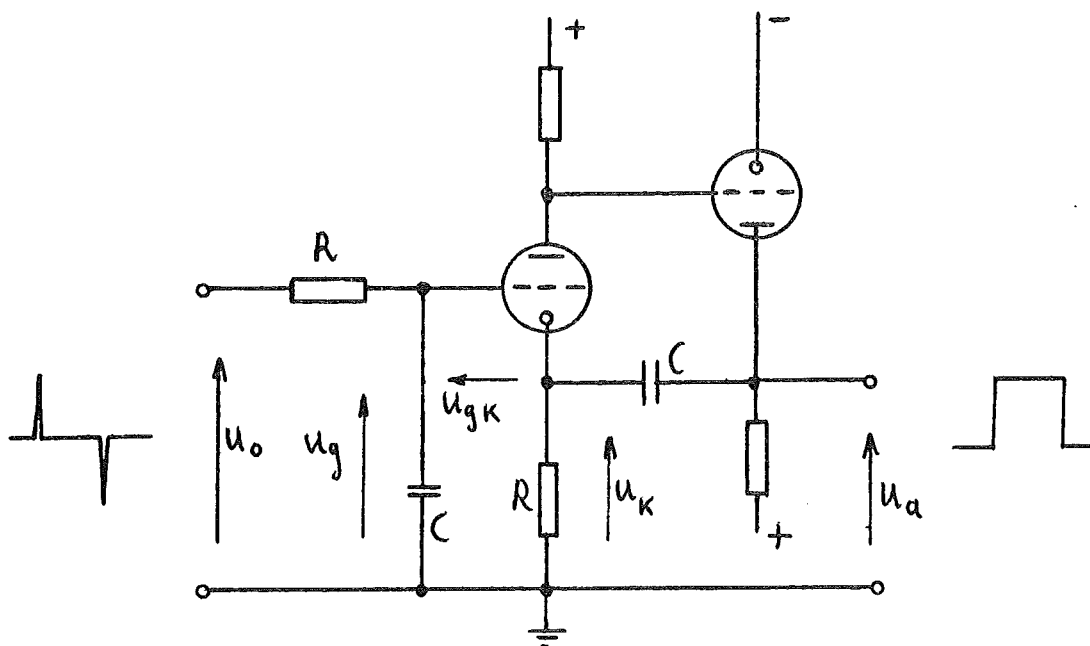


Abb. 5 Integrationsverstärker

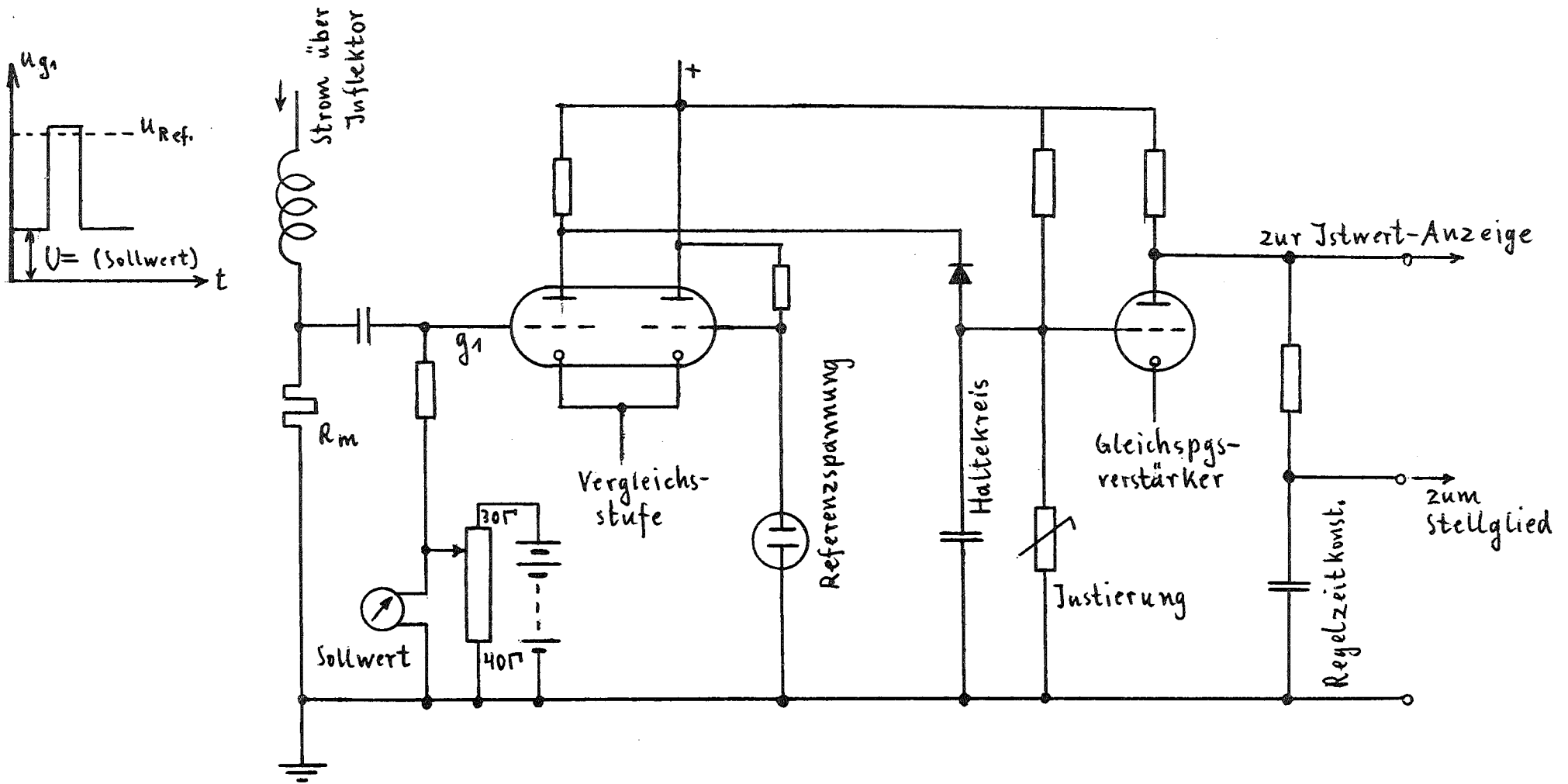


Abb. 6 Meßwertumformung (Prinzip)

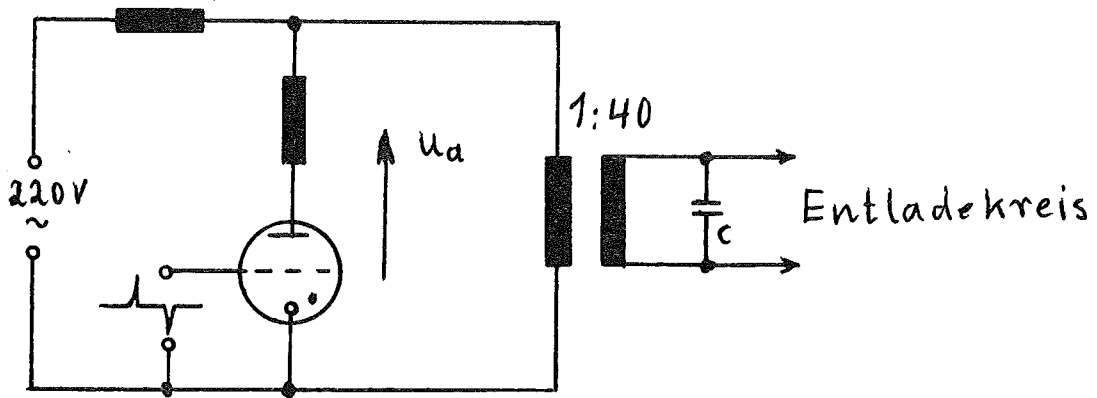


Abb. 7 Ladekreis mit Stellthyatron

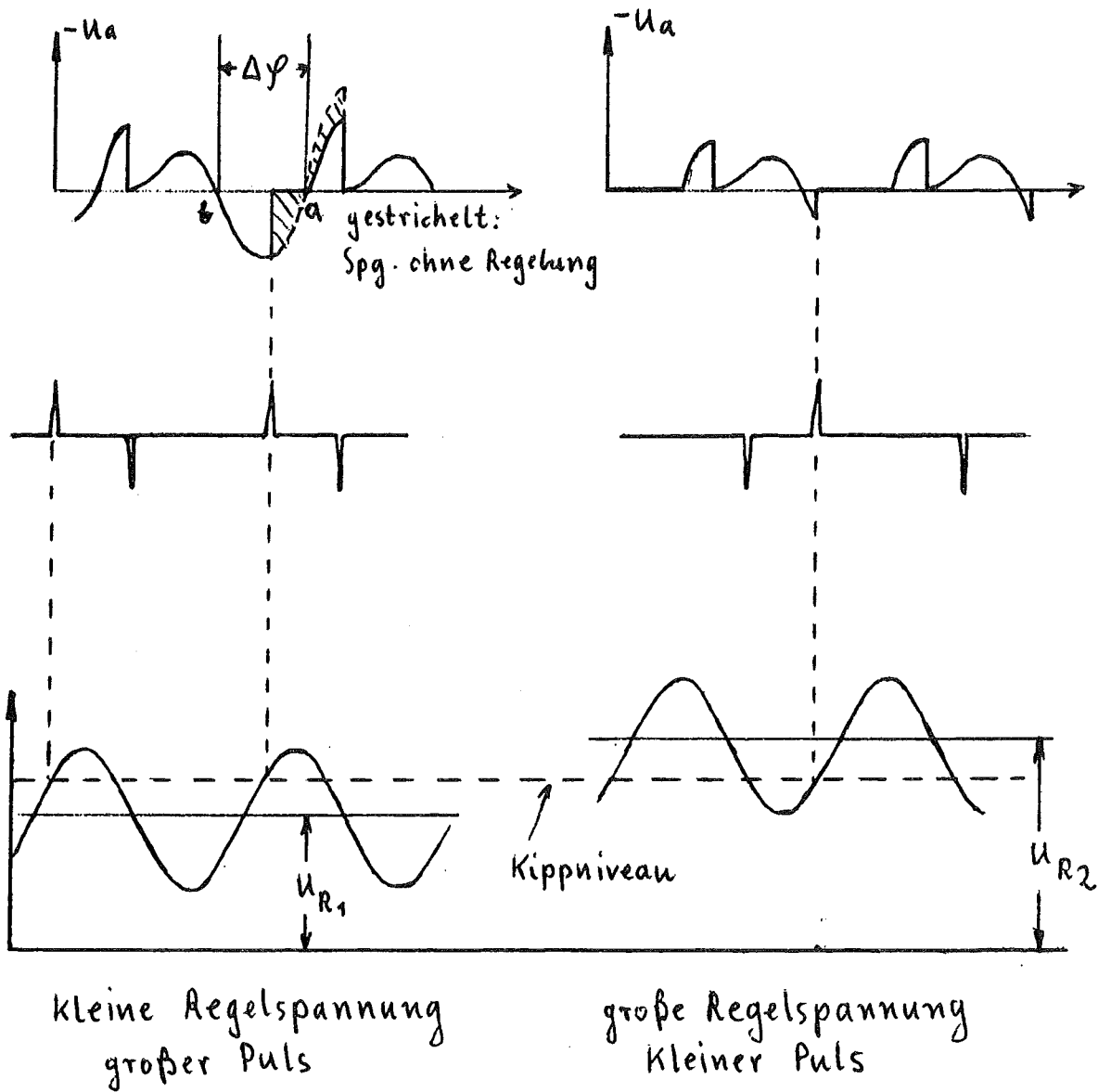


Abb. 8a

Abb. 8b

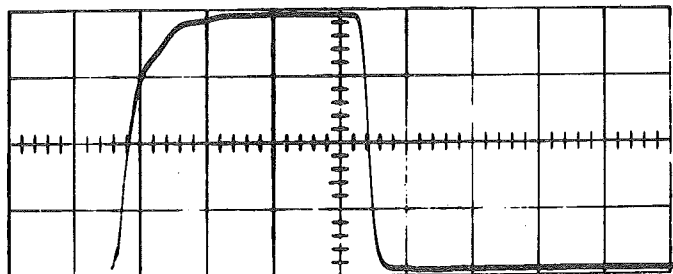


Abb.9 Inflektor puls  $0,5 \mu\text{s}/\text{cm}$

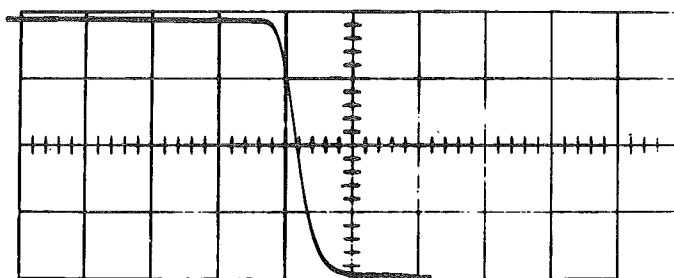


Abb.10 Rückflanke  $0,2 \mu\text{s}/\text{cm}$

