

Anodenselbstmodulation

In der Zeitschrift des sowjetischen Postministeriums „Vestnik Svjazi“ Nr. 11/56, Seite 8–11, wird unter dem Titel „Anwendung der Anodenselbstmodulation bei Sendern von 10 kW und 100 kW“ die Anwendung einer Modulationsart beschrieben über die bisher sehr wenig Veröffentlichungen vorliegen. Diese Modulation ist eine Kombination zwischen der G₁-Modulation und einer Anodenmodulation nach Heising. In Abb. 1 ist die Prinzipschaltung einer G₁-Modulation und in Abb. 2 die der Heisingmodulation gezeigt.

Der Wirkungsgrad einer modulierten Senderendstufe nach Abb. 1 kann maximal 35 Prozent erreichen. Die in der Praxis erzielten Werte liegen aber erheblich niedriger. Bei der Heisingmodulation ist der Wirkungsgrad auf die Endstufe bezogen etwa 60 Prozent, allerdings mit einer Hilfsröhre von der Leistungsfähigkeit der Senderendstufe und deren Ruhestrom. Unter Berücksichtigung des wirklich erforderlichen Aufwandes an Röhren und Leistung entspricht der Wirkungsgrad etwa dem der Gittermodulation. Bei der Anoden-B-Modulation werden Wirkungsgrade von etwa 60 Prozent bei 100prozentiger Modulation erreicht. Aber auch hier muß die Energie für die Seitenbänder, 50 Prozent der Trägerleistung, von einem hochwertigen NF-Verstärker zur Verfügung gestellt werden. Dieser für die Modulation erforderliche Aufwand macht es verständlich, daß immer wieder nach Möglichkeiten gesucht wurde, den Wirkungsgrad der Modulationsschaltungen zu verbessern. Als Ergebnis dieser Bemühungen sind Doherty- und Chireixmodulation und andere bekannt geworden. Die Tailormodulation entspricht der Dohertymodulation. Auch die vorgenannten Modulationsverfahren erfordern, ähnlich der Heisingmodulation eine Hilfsröhre, meist als HF-Röhre, um die bei der Modulation auftretenden Spitzenleistungen aufzubringen.

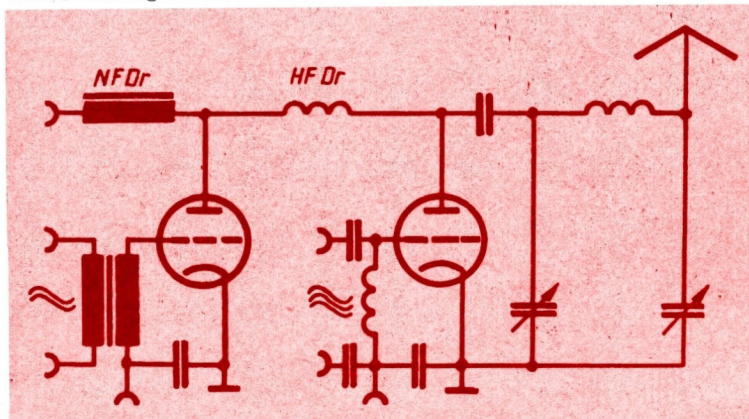
Die hier besprochene Anodenselbstmodulation betreibt im Gegensatz zu den oben genannten Verfahren die Röhre der Senderendstufe sowohl als HF-Leistungsstufe als auch als Stufe zur Lieferung der Seitenbandenergie. Damit sind die Funktionen von sonst zwei Röhren in einer Röhre vereinigt. Die Senderöhre wird demnach doppelt ausgenutzt. Sie arbeitet im unmodulierten Zustand mit Oberstrichleistung und daher mit gutem Wirkungsgrad.

Wenn nun durch Anlegen der Modulations-Wechselspannung an das Gitter der Röhre der Arbeitspunkt derselben entsprechend der Modulation verschoben wird, ändert sich der Anodenstrom entsprechend und die Änderung verursacht, wie bei der Heisingmodulation, die Überlagerung einer NF-Wechselspannung über die Anodengleichspannung. Die Energie für die dabei entstehenden Seitenbänder wird einer in der Anodenleitung der Senderendstufe liegenden NF-Drossel entnommen. Da die Eingangsleistung der Senderendstufe fast konstant bleibt, wird die Seitenbandenergie der Trägerleistung entnommen, d. h., daß die Trägerleistung entsprechend dem Modulationsgrad zurückgeht. In der Praxis sind das etwa 10 Prozent entsprechend einem mittleren Modulationsgrad von 20 Prozent. Die Endröhre wird also im Gegensatz zur Gitter-Modulation immer voll beansprucht, die in der Röhre sonst erforderlichen Reserven für die Spitzenbeanspruchung werden jetzt solange diese nicht erforderlich sind als Trägerleistung zur Verfügung gestellt. Der Wirkungsgrad dürfte daher wesentlich besser als bei der Gittermodulation sein und in die Gegend der Anodenmodulation kommen. Schwierigkeiten bestehen bei der Heisingmodulation bei der verzerrungsarmen Übertragung eines breiten NF-Bandes und bei der Erreichung eines Modulationsgrades von 100 Prozent. Es ist interessant die Lösung dieser Probleme in dem obengenannten Artikel zu verfolgen.

Das stark vereinfachte Schaltbild der Endstufe des 10-kW-Senders zeigt Abb. 3. Die Steuerleistung für die Endstufe wird wie üblich einer Vorendstufe (Treiberstufe)

entnommen. In der Anodenleitung dieser Treiberstufe liegt hinter einer HF-Drossel eine NF-Drossel, hier von 30 Hy. Diese Drossel ist mit dem üblichen Schutzwiderstand von 4 kOhm überbrückt. Auch in der Zuleitung zur Anode der Endstufe ist zwischen Stromversorgung und HF-Drossel eine NF-Drossel mit 10 Hy, entsprechend dem höheren Anodenstrom, angeordnet. Die Modulation erfolgt über das Gitter der Endstufe transformatorlos aus der Katode der Anodenbasierendstufe des NF-Verstärkers. Die Senderendstufe arbeitet in C-Betrieb. Durch den über das Gitter bei der Modulation fließenden veränderlichen Gitterstrom wird die Anode der Treiberstufe verschieden belastet und diese im Rhythmus der Modulation sich ändernde Belastung erzeugt an D₁ eine NF-Wechselspannung, die sich der Anodenspannung der Treiberöhre überlagert und damit den Modulationseffekt vertieft. Diese beiden auf das Gitter der Endröhre wirkenden Einflüsse ändern den Anodenstrom der Senderendstufe und damit den Betrag der sich an der NF-Drossel D₂ aufbauenden Wechselspannung. Diese Wechselspannung erreicht Spitzenwerte von etwa 90 Prozent der Anodenspannung und überlagert sich derselben. Dadurch entstehen Momentanwerte der am Kreis liegenden Anodenspannung. Durch eine Gegenkopplung die am kalten Ende der HF-Drossel abgegriffen und über einen Spannungsteiler von 1:150 an den Eingang des NF-Verstärkers geführt wird, werden die Verzerrungen über einen großen NF-Bereich klein gehalten. Es wird ein Klirrfaktor von etwa 2,5 Prozent genannt. Die Anordnung des 100-kW-Senders ist ähnlich der vorbeschriebenen. Die Modulationsspannung wird aber dem Gitter der Treiberstufe zugeführt. Es wird also Vorstufenmodulation angewendet. Sowohl im Gitter als auch in der

Abb. 1 Heisingmodulation



Restauriert: Edi

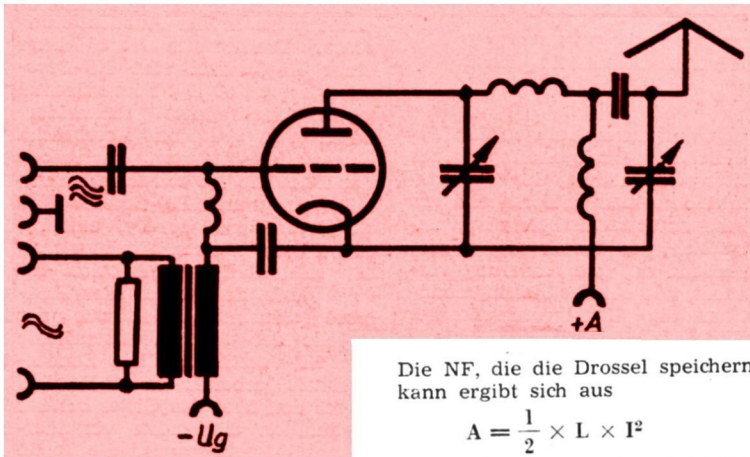


Abb. 2 Gittermodulation

Anodenleitung der Endstufe sind NF-Drosseln eingebaut an denen sich die für die Modulation erforderlichen NF-Spannungen aufbauen. Auch hier wird, wie bereits beschrieben, eine Gegenkopplung angewendet.

Aus den spärlichen Meßwerten, die dem Artikel beigegeben sind und der zum Teil von unseren Kennwerten verschiedenen Bewertungen z. B. des Wirkungsgrades läßt sich kein vollständiges Bild über den Wert der Anodenselbstmodulation machen. Trotzdem darf aus den vorliegenden Unterlagen geschlossen werden, daß diese Modulationsart einer Beachtung wert ist. Der Wirkungsgrad der Endstufe, zusammen mit Modulator dürfte in die Gegend der Anoden-B-Modulation kommen, ohne daß die dort erforderlichen umfangreichen NF-Verstärker benötigt werden.

Die NF, die die Drossel speichern kann ergibt sich aus

$$A = \frac{1}{2} \times L \times I^2$$

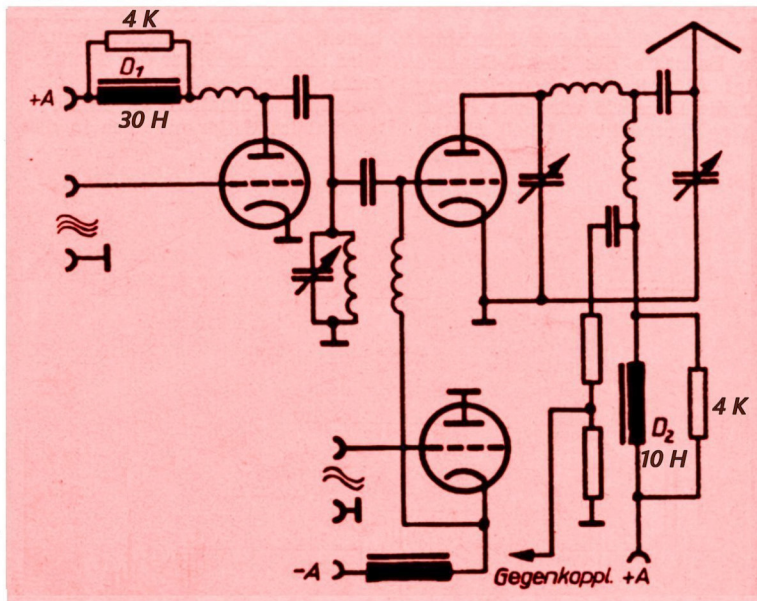
wobei für I etwa der dreifache Betrag des Anodenstromes eingesetzt werden kann. Für kleine Sender ergeben sich Drosseln mit großer Selbstinduktion. Außerdem soll der Ohmsche Widerstand recht klein gehalten werden. Die Drossel wird daher auch entsprechend den hohen Anodenströmen große räumliche Abmessungen haben.

Zusammenfassung:

Die Anodenselbstmodulation ist die gleichzeitige Anwendung der G1-Modulation und einer Anodenmodulation nach Heising, wobei die Senderendröhre die Funktion der Hilfsröhre der Heisingmodulation mit übernimmt. Sie gibt bei richtiger Dimensionierung unter Umständen die Möglichkeit, Senderendstufen im A3-Betrieb mit gutem Wirkungsgrad bei weniger technischem Aufwand als bisher zu betreiben. Eine genauere Prüfung der Anordnung dürfte sich daher empfehlen.

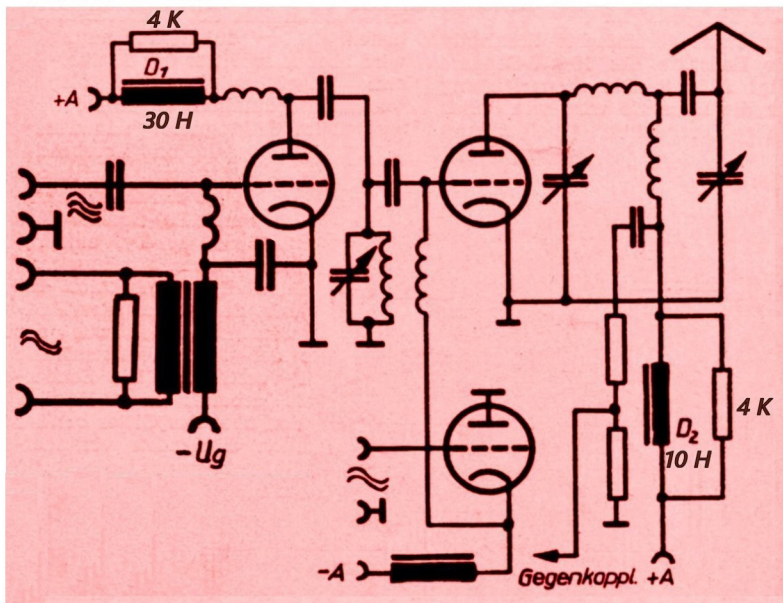
DM 2 AEO

Abb. 3 Anodenselbstmodulation



Achtung ! Wie an der Drossel in der Anodenleitung der Treiberröhre zu erkennen, muß die Treiberröhre bereits gittermoduliert betrieben werden. Edi.

Restauriert: Edi



Ergänzte Schaltung, Edi.

Restauriert: Edi

Anodenselbstmodulation, ein Paradoxon der Hochfrequenztechnik¹⁾

Von F.-H. LANGE, Funkwerk Leipzig

DK 621.396.619.1:621.376.222

Die Anodenselbstmodulation (im Text kurz mit ASM bezeichnet) stellt ein Amplitudenmodulationsverfahren für Senderendstufen dar, bei dem die niederfrequente und hochfrequente Stromaussteuerung auf der Gitterseite erfolgt. Es zeigt sich eine enge Verwandtschaft mit dem klassischen Anodenspannungs-Modulationsverfahren mit NF-Drossel von Heising, das heutzutage in der Praxis meist durch den Anodenspannungs-B-Modulator ersetzt wird. Es wird gezeigt, daß die Anodenselbstmodulation eine Reflexschaltung des Heising-Modulators mit konstantem Speisestrom darstellt. Gegenüber der üblichen Gittermodulation sind eigentümliche Unterschiede vorhanden.

Einleitung

Gegenüber dem gewöhnlichen gittermodulierten Sender wird bei der ASM die Anodenspeisespannung der Endröhre und dem parallel oder in Serie zu ihr angeschlossenen Tankkreis nicht direkt, sondern über eine Niederfrequenzdrossel zugeführt (Bild 1). Durch diese Drossel werden die niederfrequenten Anodenstromschwankungen unterdrückt und statt dessen als Reaktion der Drosselinduktivität Anodenspannungsschwankungen erzeugt, die bei überspanntem Betriebszustand des HF-Teils der Senderendstufe eine gewöhnliche Anodenspannungsmodulation hervorrufen. So stellt also die ASM eine gittermodulierte Anodenspannungsmodulation dar. Schon dies klingt paradox.

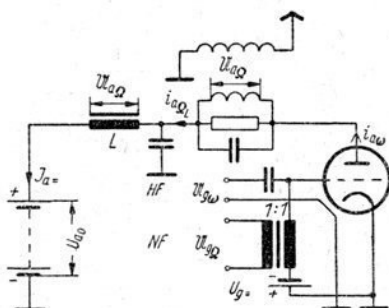


Bild 1
Prinzipschaltung der
Anodenselbstmodulation

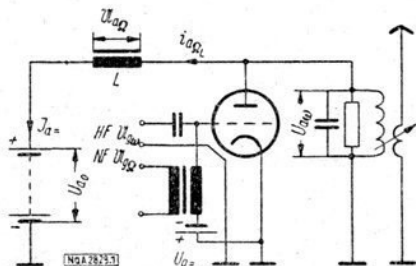


Bild 2. Impulsformen für konstanten Anodengleichstrom

Von der bekannten Anodenspannungsmodulation unterscheidet sich die ASM dadurch, daß die niederfrequente Anodenspannung nicht dem Anodenkreis von außen eingeprägt, sondern von der Senderendstufe selbst erzeugt wird, so daß das Anodenmodulationsrohr eingespart wird.

Zwischen der Gittermodulation oder auch der Vorstufenmodulation und der ASM besteht aber noch ein sehr charakteristischer Unterschied. Auf ihn weisen die drei vorliegenden Veröffentlichungen [1], [2], [3] nicht ausdrücklich hin, er ist aber für das Verständnis der Schaltung grundsätzlich wichtig: bei der ASM gibt die Endstufe bei eingeschwungener, stationärer NF-Aussteuerung (Kreisfrequenz Ω) die größte HF-Amplitude und HF-Leistung (Kreisfrequenz ω) ab, wenn das Gitter der Endröhre am stärksten negativ vorgespannt ist. Daher kann man mit Recht diese Schaltung als Paradoxon der Hochfrequenztechnik bezeichnen, und es ist überraschend, daß auf dem klassischen Gebiet der Hochfrequenztechnik, die von der Forschung als völlig abgeschlossen angesehen wird, noch solche interessante Verfahrensvarianten auftauchen.

Wie nachstehend bewiesen wird, erklärt sich die paradoxe Wirkungsweise der Schaltanordnung dadurch, daß nicht die gitterseitig hervorgerufene Änderung des Stromflußwinkels die HF-Grundwelle des Anodenstromimpulses maßgebend beein-

flußt, sondern daß die gegenphasige Änderung der Anodenspannung die Einsattelung des Anodenstromimpulses im überspannten Betriebszustand und damit die HF-Nutzamplitude bestimmt.

Wird das Gitter stärker negativ vorgespannt, so nimmt zwar der Stromflußwinkel ab, aber die Einsattelung des Anodenstromimpulses nimmt ebenfalls ab und dadurch nimmt die spektrale Fourier-Grundkomponente $i_{a\omega}$ zu, weil die Anodendrossel den Anodengleichstrom und damit die Fläche des Anodenstromimpulses konstant hält (Bild 2).

Die Schaltung ist also ein lehrreiches Beispiel für die Begriffe Spannungs- und Stromaussteuerung eines Sender-Leistungs-

verstärkers. Über den wirtschaftlichen Wert dieser Anordnung kann ein endgültiges Urteil noch nicht gefällt werden, da die vorliegenden Arbeiten [1], [2], [3] zwar zeigen, daß die Modulationsschaltung wohl im Wirkungsgrad gleichwertig sein kann, aber über die erreichbare Linearität der Modulationskennlinie und Modulationstiefe ist noch trotz Vergleichsangaben mit $m = 100\%$ kein abschließendes Urteil möglich. Es erscheint wünschenswert, daß für deutsche Röhrentypen noch quantitative Untersuchungen gemacht werden. Der Fortfall der Modulatorröhre kann in Spezialfällen ein wesentliches Argument für die Anwendung dieser Sparschaltung sein. Andererseits erweist die Praxis, daß die Verwendung von Reflexschaltungen wohl in Einzelfällen zulässig ist, jedoch in der Serienfertigung von Geräten wegen Einengung der Toleranzen der Schaltungsparameter stets Schwierigkeiten mit sich bringt. Ein abschließendes Urteil soll also im Rahmen dieser Einführung in dieses neue Modulationsverfahren nicht gefällt werden.

Vergleich mit dem Heising-Modulator

Die ASM hat große Ähnlichkeit mit der Anodenspannungsmodulation mit konstantem Speisestrom, die von Heising angegeben wurde, heutzutage aber in der Großsendertechnik durchweg durch den Anodenspannungs-B-Modulator verdrängt worden ist. Bild 3 zeigt die Prinzipschaltung des Heising-Modulators. Modulationsrohr und HF-Endstufe werden gitterseitig mit der

Niederfrequenz Ω bzw. mit der Hochfrequenz ω aus-

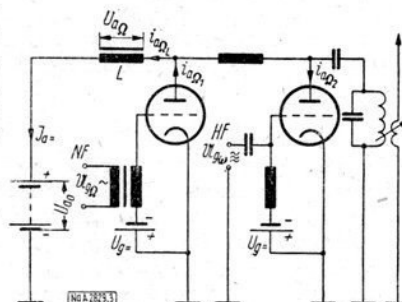


Bild 3
Prinzipschaltung des
Anodenmodulators
nach Heising

¹⁾ Nach einem Vortrag, gehalten auf der 6. Jahrestagung der Elektrotechniker, Weimar 1955

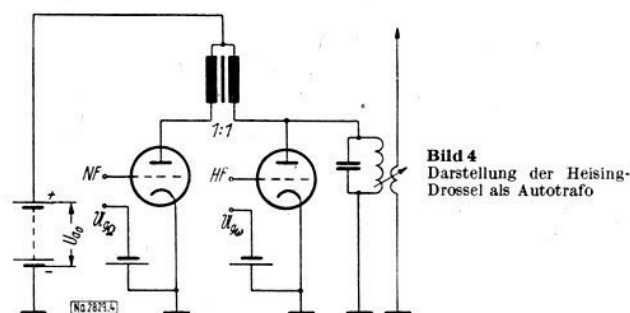


Bild 4
Darstellung der Heising-Drossel als Autotrafo

gesteuert und sind über eine HF-Drossel auf der Anodenseite niederfrequenzmäßig parallel geschaltet. Beide Röhren werden über eine NF-Drossel L von der Gleichspannungsquelle U_{a0} gespeist.

Bild 4 zeigt, daß man die Heising-Schaltung auch als Modulationsschaltung mit Anodenspannungstransformator auffassen kann, wenn man die NF-Drossel als Autotransformator deutet und durch einen NF-Übertrager mit dem Übersetzungsverhältnis 1:1 ersetzt denkt. Die niederfrequente Anodenmodulationswechselspannung $u_{a\Omega}$ wird von außen dem Anodenkreis des HF-Leistungsverstärkers zugeführt. Aus Bild 3 erkennt man dagegen klarer, daß die NF-Drossel den Abfluß des niederfrequenten Anodenwechselstromes $i_{a\Omega_1}$ des Modulators über die Gleichstromquelle verhindert, bis auf einen Reststrom $i_{a\Omega_L}$, der durch die endliche Größe des induktiven Widerstandes ΩL bedingt ist. Der mit der Gittermodulationsspannung $u_{g\Omega}$ gleichphasige Modulatorwechselstrom fließt hauptsächlich über das Rohr ab oder anders ausgedrückt: der niederfrequente Stromanteil der HF-Endstufe $i_{a\Omega_2}$ ist zu $i_{a\Omega_1}$ gegenphasig. Als Verbraucherstrom im Sinne des Transformatorersatzschaltbildes (Bild 5) ist dies selbstverständlich. Hier ist $i_{a\Omega_L}$ die Leerlaufstromaufnahme des Modulationstransformators. Physikalisch erklärt sich das Auftreten der niederfrequenten Stromkomponente $i_{a\Omega_2}$ im HF-Rohr durch die Stromaussteuerung infolge der Anodenspannungsschwankungen $u_{a\Omega}$ am Transformator nach Bild 4 oder an der NF-Drossel L (Bild 3). Bei überspanntem Betriebszustand des HF-Teils (= hinreichend großer Tankkreiswiderstand) rühren die niederfrequenten Stromschwankungen des HF-Rohres von der Änderung der Einsattelung des Anodenstromimpulses her. Sinkt die Anodenspannung am HF-Rohr, so steigt die Einsattelung des Anodenstromimpulses (Bild 2 zeigt nur die Hälfte des Anodenstromimpulses, da der Stromflußwinkel θ von der Symmetrielinie aus gerechnet wird!). Infolgedessen sinkt beim Heising-Modulator der mittlere Anodengleichstrom mit sinkender Anodenspannung, oder die niederfrequente Anodenspannung $u_{a\Omega}$ und der niederfrequente Anteil $i_{a\Omega_2}$ der Senderendstufe sind gleichphasig, im Gegensatz zum Modulatorstrom $i_{a\Omega_1}$. Das ist die physikalische Erklärung des Stromkompensationseffekts im Heising-Modulator mit Parallelschaltung. Man beachte, daß der Stromflußwinkel θ des HF-Rohres bei den bisher bekannten Anodenspannungs-Modulationsschaltungen konstant gehalten wird. Die Modulationsröhre wirkt nach Bild 5 als Spannungsquelle mit der EMK $\frac{u_{g\Omega}}{D}$ und mit einem Innenwiderstand $R_{i\text{mod}}$ und erregt eine induktive Komponente $i_{a\Omega_L}$ in der Drossel, erzeugt dadurch die Anodenwechselspannung $u_{a\Omega}$ und deckt außerdem die als Verbraucher gegenphasige Wirkkomponente des Anodenstromes $i_{a\Omega_2}$ des

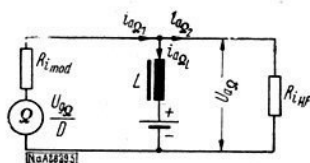
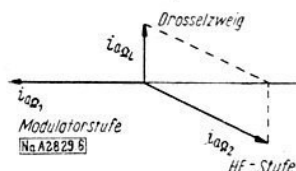


Bild 5. Ersatzschaltung des Heising-Modulators

Bild 6. Vektorlage der niederfrequenten Stromkomponenten der Schaltung mit konstantem Speisestrom nach Bild 1 und 5



HF-Verstärkers. In den Lehrbüchern der Sendetechnik werden die beiden niederfrequenten reellen Anodenstromschwankungen beider Röhren nach den Stromfeilen in Bild 5 oft allein betrachtet. Von der Gleichspannungsquelle aus gesehen, verlaufen sie gegenphasig und belasten die Gleichspannungsquelle nicht (sogenannter Betrieb mit konstantem Speisestrom [5]). Dies gilt aber nicht genau, da der induktive Drosselstrom im Parallelzweig L nach Bild 5 über die Gleichspannungsquelle abfließt. Im eingeschwungenen Zustand muß also der Modulationswechselstrom $i_{a\Omega_1}$ gleich der vektoriellen Summe des Drosselstromes $i_{a\Omega_L}$ und des Rückwirkungswechselstromes $i_{a\Omega_2}$ der anodenspannungsmodulierten Endröhre sein.

Bild 6 zeigt die vektorielle Lage der drei niederfrequenten Stromkomponenten des Heising-Modulators $i_{a\Omega_L}$, $i_{a\Omega_1}$ und $i_{a\Omega_2}$ bei Berücksichtigung des Strombedarfs der Drossel nach Bild 3 und 5 oder der Leerlaufstromaufnahme des Modulationstransformators nach Bild 4. Danach besteht zwischen dem niederfrequenten Modulatorstrom und der niederfrequenten Stromkomponente des HF-mäßig ausgesteuerten Senderendrohrs eine Phasenverschiebung, die um so mehr von 180° abweicht, je kleiner die Drossel L oder die Niederfrequenz Ω ist — gemäß der vektoriellen Beziehung:

$$\vec{i}_{a\Omega_1} + \vec{i}_{a\Omega_2} = \vec{i}_{a\Omega_L} = \frac{u_a}{\Omega L}$$

Diese Betrachtung ergibt eine ausreichende Erklärung auf die Frage, ob der Modulationsgrad der HF-Endstufe trotz des frequenzabhängigen Widerstandes $X_L = \Omega \cdot L$ unabhängig von Ω ist.

In welchen Grenzen dies gilt, ergibt sich unschwer: Solange der induktive Querstrom durch die Drossel klein bleibt, genauer gesagt, solange trotz der induktiven Verlustkomponente $i_{a\Omega_L}$ die NF-Komponenten von Modulator und HF-Endstufe gleich groß bleiben. Da die Vektoren $i_{a\Omega_L}$ und $i_{a\Omega_2}$ aufeinander senkrecht stehen, beträgt selbst bei gleicher Größe dieser beiden Stromkomponenten der Unterschied von $i_{a\Omega_1}$ und $i_{a\Omega_2}$ nur 30% .

Als Ergebnis der Betrachtungen des Heising-Modulators ist das Auftreten folgender drei niederfrequenten Stromkomponenten bemerkenswert: des primären Niederfrequenzstromes $i_{a\Omega_1}$ infolge der Gittermodulation des Modulatorrohres, des fast gegenphasigen Niederfrequenzstromes der HF-Endstufe infolge der Anodenspannungsmodulation im überspannten Zustand und des um 90° gegen die niederfrequente Anodenspannung $u_{a\Omega}$ phasenverschobenen Drosselstromes $i_{a\Omega_L}$. Ebenso wichtig ist, daß der Modulatorstrom $i_{a\Omega_1}$ zur Anodenspannung gegenphasig, der niederfrequente Endrohrstrom $i_{a\Omega_2}$ dagegen zu ihr gleichphasig ist.

Bei der ASM treten die gleichen drei niederfrequenten Stromkomponenten auf, wenn das HF-Endrohr gemäß Bild 1 gleichzeitig niederfrequenzmäßig und hochfrequenzmäßig ausgesteuert wird.

Durch die gitterseitige Aussteuerung des Stromflußwinkels θ infolge der niederfrequenten Verschiebung des Gitterarbeitspunktes tritt erstens eine mit der Gitterwechselspannung $u_{g\Omega}$ gleichphasige Anodenstromschwankung auf; mit der Vergrößerung des Stromflußwinkels steigt der Flächeninhalt des hochfrequenten Anodenstromimpulses und damit sowohl der hochfrequente Anodenstromanteil als auch der Anodengleichstrom an, allerdings nur bei konstanter Anodenspannung! Das ist aber im überspannten Zustand nicht der Fall, denn zweitens ändert sich die Anodenspannung, und es gilt für den überspannten Be-

triebszustand das oben Gesagte: es erfolgt mit steigender Anodenspannung eine Verringerung der Anodenstromimpuls-Einsattelung und damit eine Zunahme des Anodengleichstromes und des Anodenhochfrequenzstromes, der durch Fourierzerlegung aus der Form des Anodenstromimpulses analytisch bestimmt werden kann.

Außer diesen beiden Stromkomponenten ist wie bei der Heising-Schaltung noch drittens der niederfrequente Strombedarf der Drossel zu berücksichtigen, der mit wachsendem L oder Ω absinkt. Er muß bei einer verlustfreien NF-Drossel gegen die niederfrequente Anodenwechselspannung $u_{a\Omega}$ eine Phasenverschiebung von 90° haben.

Zur Deutung der Wirkungsweise der ASM bleibt nun vor allem noch übrig, das Zustandekommen und die Phasenlage der Anodenwechselspannung $u_{a\Omega}$ an der Drossel zu erklären. Dies geschieht zweckmäßig durch Betrachtung der Ortskurve, die der Gleichstrom-Arbeitspunkt $I_{a=}$ und $U_{a=}$ des HF-Endrohres während der Modulation beschreibt. Hierbei sollen $I_{a=}$ und $U_{a=}$ die infolge der Gittermodulation schwankenden Gleichstromkomponenten des Anodenkreises sein, wenn das Rohr gleichzeitig HF-mäßig ausgesteuert wird.

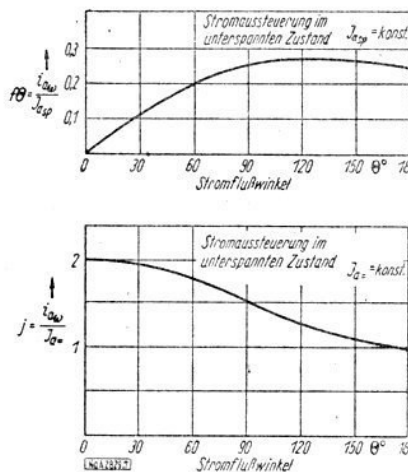


Bild 7. Grafische Darstellung der Funktionen $f(\theta)$ und $j(\theta)$

a) $f(\theta) = \frac{i_{a\omega}}{i_{a_{sp}}}$ für $n = 1$ (gradlinige dyn. Kennlinie)

b) $j = \frac{i_{a\omega}}{I_{a=}}$ für $n = 1$ (gradlinige dyn. Kennlinie)

Ersatzschaltung der Anodenselbstmodulation

Für das Verständnis der Wirkungsweise der Schaltung ist es zweckmäßig, von dem Endergebnis der Wirkung der Drossel auszugehen und den Anodengleichstrom $I_{a=}$ als konstant anzusehen; dann hat man im Gegensatz zu der üblichen Senderendstufenberechnung die hochfrequente Stromaussteuerung nicht auf dem Spitzenstrom $I_{a_{sp}}$, sondern auf den Anodengleichstrom $I_{a=}$ zu beziehen. Man rechnet also zweckmäßigerweise nicht mit dem Stromaussteuerungskoeffizienten:

$$f(\theta) = \frac{I_{a\omega}}{I_{a_{sp}}}, \quad (2)$$

sondern mit dem Koeffizienten:

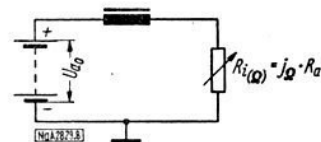
$$j(\theta) = \frac{I_{a\omega}}{I_{a=}}. \quad (3)$$

Das ist bereits ein wesentlicher Unterschied gegenüber der üblichen Senderendstufenberechnung.

In Bild 7 sind diese beiden Funktionen $f(\theta)$ und $j(\theta)$ dargestellt. Man erkennt daraus, daß die hochfrequente Grundwelle mit wachsendem Stromflußwinkel θ zunimmt, wenn der Anodenspitzenstrom $i_{a_{sp}}$ konstant bleibt, während sie mit wachsendem Stromflußwinkel θ abnimmt, wenn der Anodengleichstrom konstant gehalten wird. Die genannten Kurven gelten nur für den Fall, daß die Form des Anodenstromimpulses sich bei der Ausstrahlung nicht ändert, daß also die Anodenspannung konstant bleibt. Wie man gleichzeitig ihre Änderung bei überspanntem Betriebszustand mit erfährt, wird unten erläutert werden (Bild 9).

Je nach der Stärke der hochfrequenten Aussteuerung $u_{g\omega}$ und der niederfrequenten Aussteuerung $u_{g\Omega}$ im Gitter und je nach

Bild 8. Ersatzschaltbild der Anodenselbstmodulation R_a = Belastungswiderstand des belasteten HF-Kreises



der Höhe der Anodenspannung $u_{a=}$ wird ein bestimmter Anodengleichstrom fließen.

Die physikalische Wirkungsweise der Schaltanordnung erkennt man am besten durch folgende Rechnung [1] und Ersatzschaltung (Bild 8):

Aus der Definition für $j = \frac{I_{a\omega}}{I_{a=}}$ ergibt sich durch Erweitern mit dem Belastungswiderstand R_a :

$$j = \frac{U_{a\omega}}{R_a \cdot I_{a=}}. \quad (4)$$

Die Spannungsaussteuerung bezeichnen wir im folgenden mit:

$$h = \frac{U_{a\omega}}{U_{a=}}. \quad (5)$$

Hierbei ist $U_{a=}$ die Gleichspannung, die am Tankkreis und der Endröhre liegt, also die Anodenspannung einer normalen Endstufenschaltung ohne Drossel.

Bemerkung: Die Batteriespannung der Anode wird im folgenden mit U_{a0} bezeichnet, ferner mit $u_{a\omega}$, $i_{a\omega}$ die Momentwerte und $U_{a\omega}$, $I_{a\omega}$ die Amplituden der Hochfrequenz ω .

Hieraus ergibt sich weiter für die Stromaussteuerung bei konstantem $I_{a=}$:

$$j = \frac{h}{R_a} \cdot \frac{U_{a=}}{I_{a=}} = \frac{h}{R_a} \cdot R_i, \quad (6)$$

wobei

$$R_i = \frac{U_{a=}}{I_{a=}}$$

den reinen Gleichstrominnenwiderstand der Serienschaltung von Tankkreis und Röhre, also praktisch der Röhre selbst, bedeutet.

Hält man nun mit Hilfe der NF-Drossel den Anodengleichstrom $I_{a=}$ konstant, so bedeutet die obige Beziehung, daß der Gleichstrominnenwiderstand R_i des HF-Generators wegen $h \approx 1$ ungefähr gleich dem Kreiswiderstand R_a multipliziert mit dem Stromaussteuerungsfaktor j ist:

$$R_i = \frac{j}{h} \cdot R_a = (1,1 \dots 1,2) j R_a. \quad (7)$$

Daraus ergibt sich die Ersatzschaltung nach Bild 9, die sich durch eine Serienschaltung der NF-Drossel und des Gleichstromwiderstandes R_i der Endröhre darstellen läßt. R_i ändert sich ebenso wie die Stromaussteuerung

$$j = j_0 (1 + m \cdot \sin \Omega t) \quad (8)$$

im Takte der Modulationsfrequenz:

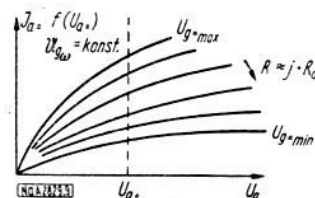
$$R_i = R_{i0} \cdot (1 + m \cdot \sin \Omega t). \quad (9)$$

Die Differentialgleichung der Ersatzschaltung lautet:

$$\frac{di}{dt} + R_i(t) i = u_{a0}.$$

Da $R_i(t)$ um den Mittelwert R_{i0} periodisch verändert wird, gehört die Gleichung zur Gruppe der Differentialgleichungen mit

Bild 9. Dynamisches Gleichstromkennlinienfeld der mit HF ausgesteuerten Endröhre



periodisch veränderlichem Koeffizienten. Die Näherungslösung wird im Anhang der Arbeit [1] wiedergegeben. Die Ergebnisse stimmen mit der nachfolgenden, anschaulichen Deutung der Vorgänge an Hand des Kennliniendiagramms überein.

Das dynamische Gleichstromkennlinienfeld

Die bisherigen Arbeiten, in denen die verwinkelten Vorgänge bei Anodenselbstmodulation untersucht wurden, benutzen dazu verschiedene Wege. Wenn auch die Betrachtungsweisen der Autoren [1], [2], [3], sich in vielen Punkten unterscheiden, so ergänzen sie sich aber zusammen gut in der Deutung der Wirkungsweise der Anodenselbstmodulation.

So kann man z. B. die obige Ersatzschaltung sehr gut dazu verwenden, das Entstehen der Anodenwechselspannung durch die gitterseitige Stromaussteuerung zu erklären. Man wählt hierzu das Gleichstromkennlinienfeld der Senderendstufe im Schwingbetrieb (mit Aussteuerung durch $u_{g\omega}$). Bild 9 zeigt ein derartiges dynamisches $I_{a\omega} - U_{a\omega}$ -Kennlinienfeld, das jedoch nicht mit dem gleichartigen Kennlinienfeld des statischen Zustandes (ohne Aussteuerung durch $u_{g\omega}$) verwechselt werden darf.

Als Parameter ist hier die negative Gittervorspannung U_g der Endstufe gewählt worden, die beim Modulationsvorgang im Takte der Frequenz Ω geändert wird. Dabei können die verschiedensten Betriebsarten des reinen C-Betriebes, des gemischten B-C-Betriebes, des B- und sogar des A-Betriebes bei konstanter Hochfrequenzaussteuerung überstrichen werden. Der Kreiswiderstand R_a ist als konstant anzusehen. Da wie oben gezeigt $R_i = u_{a\omega} / i_{a\omega} = j R_a$ für jede Gittervorspannung U_g und damit für jede Stromaussteuerung $j(\theta)$ konstant ist, bilden die dynamischen Röhrenkennlinien im Idealfall ein Geradenbündel, in der Praxis ein Kennlinienbündel etwa nach Bild 10. Die Anodenspannung U_a als Abszisse bestimmt je nach ihrer Größe, ob der Sender überspannt oder unterspannt schwingt. Dies kann man aus dem Diagramm nicht erkennen, spielt aber bei den späteren Betrachtungen eine ausschlaggebende Rolle. Das dynamische Kennliniendiagramm hat vor allem den Vorzug, daß es klar die Abhängigkeit des Anodengleichstromes $I_{a\omega}$ von der gitterseitigen Niederfrequenzstromaussteuerung und von der anodenseitigen Spannungsaussteuerung zum Ausdruck bringt.

Beim Modulationsbetrieb bewegt sich der Arbeitspunkt $I_{a\omega}$, $U_{a\omega}$ auf einer geschlossenen Ortskurve.

Konstruktion der Modulationsellipse

Ganz allgemein kann man über die Ortskurve folgendes sagen: Im eingeschwungenen Zustand muß wegen der induktiven Belastung eine Phasenverschiebung von 90° zwischen der niederfrequenten Stromschwankung, also: $i_{a\Omega} = i_{a\Omega L} = i_{a\Omega_1} - i_{a\Omega_2}$ und der niederfrequenten Spannungsschwankung $u_{a\Omega}$ zustande kommen. Die Ortskurve ist eine Ellipse (Bild 10). Man findet die Modulationsellipse, die der Arbeitspunkt $I_{a\omega}$, U_a in Abhängigkeit von $u_{g\Omega}$ durchläuft, durch folgende Überlegung. Gegeben

sind: die Anodengleichspannung $U_{a\omega}$ und die erwünschten Anodenwechselspannungsschwankungen $\pm U_{a\Omega} = \pm \Omega \cdot L \cdot I_{a\Omega}$; dabei ist mit $U_{a\omega}$ und $U_{a\Omega}$ zugleich die Modulationstiefe:

$$m = \frac{U_{a\Omega}}{U_{a\omega}} \cdot 100\% \text{ festgelegt. Die Anodenspeisespannung } U_{a_0}$$

der Batterie stimmt mit der momentanen Anodenspannung $u_{a(0)} = R_i \cdot I_{a_0}$ nur in denjenigen Punkten der Modulationsorts-kurve überein, in denen $\frac{dI_{a\omega}}{dt} = 0$ ist, also wenn die Ableitung

der NF-Amplitude $\frac{dI_{a\Omega}}{dt}$ durch Null geht (Maxima und Minima von $i_{a\Omega}$). Das sind in Bild 10 des dynamischen Kennlinienfeldes $I_{a\omega}$, $U_{a\omega}$ die Punkte A und B. Damit hat man die kleine Hauptachse der Modulationsellipse gefunden, ihr Durchmesser beträgt

$$AB = 2 I_{a\Omega} = \frac{2}{\Omega L} \cdot U_{a\Omega}. \quad (14)$$

Die andere Hauptachse ergibt sich aus der oben gemachten Voraussetzung, daß die max. Anodenspannungsschwankung $U_{a\Omega}$ nur durch den max. Spannungsabfall der Anodenstromschwankung an der Drossel entstehen kann:

$$U_{a\Omega} = \Omega L \cdot I_{a\Omega}. \quad (15)$$

Die Amplitude von $U_{a\Omega}$ beträgt bei vorgegebener Speisespannung U_{a_0} und Modulationstrafo m :

$$U_{a\Omega} = \frac{U_{a_0} \cdot m\%}{100}. \quad (16)$$

Dies ergibt die große Hauptachse der Modulationsellipse:

$$CD = 2 \Omega L \cdot I_{a\Omega} = 2 U_{a\Omega}. \quad (17)$$

Bei vorgegebener Modulationstiefe m wird die Modulationsellipse mit wachsender Modulationsfrequenz Ω oder Drosselinduktivität L immer flacher, da der kleine Ellipsendurchmesser AB nach Gl. (14) bestimmt wird.

Aus dem Vergleich mit der Heising-Schaltung (Bild 3 und 5) erkennt man, daß der niederfrequente Anodenwechselstrom $i_{a\Omega L}$ mit der Stromaussteuerungsamplitude am Gitter $i_{a\Omega_1}$ und der niederfrequenten Rückwirkungsamplitude der Anode $i_{a\Omega_2}$ nicht identisch ist und auch gar nicht mit ihnen in Phase ist. Die drei Komponenten sind bei der Heising-Schaltung noch in getrennten Stromkreisen vorhanden, bei der Anodenselbstmodulation tritt nach außen nur die vektorielle Differenzamplitude $i_{a\Omega L}$ nach außen in Erscheinung!

Man kann nun die Modulationsellipse zur Untersuchung der Linearität des gesamten Modulationsvorganges benutzen, indem man aus den Schnittpunkten der Modulationsellipse mit den dynamischen Aussteuerungskennlinien ($I_{a\omega} = f(E_a) U_{g\omega} = \text{konstant}$) die zu den Arbeitspunkten der Modulationsellipse gehörigen Gitterspannungen ermittelt.

Die Phasenverhältnisse

Man erkennt ferner in Bild 10 aus den beiden Kennlinien, die rechts und links die Modulationsellipse tangieren (Arbeitspunkte T), welche maximale Änderung der Gitterspannung NF-seitig vorgenommen werden muß ($U_{g\min}$ und $U_{g\max}$). Je größer L und Ω ist, desto flacher ist, wie wir sahen, die Ellipse, und desto näher rücken die Tangentenpunkte T an die Hauptachsenpunkte C und D heran, die der max. und min. Anodenwechselspannung oder HF-Amplitude (Punkt C und D) entsprechen. Dies bedeutet, daß die Phasenverschiebung zwischen der Gitter-Modulationswechselspannung $U_{g\Omega}$ und der Anodenwechselspannung $u_{a\Omega}$ immer kleiner wird, je größer L und Ω ist. Die Phasenverschiebung ist eine Folge des ungenügenden induktiven Widerstandes der Drossel oder der endlichen Größe des induktiven Blindstromes.

Für die Phasenverhältnisse der Anodenselbstmodulations-schaltung ist besonders charakteristisch, aber durchaus nicht

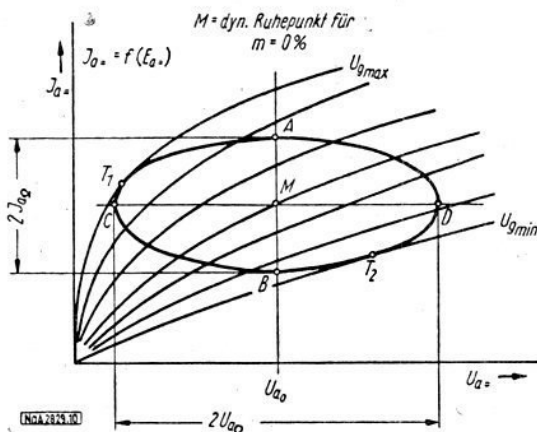


Bild 10. Konstruktion der Modulationsellipse

auf den ersten Blick selbstverständlich, daß die Phase des niederfrequenten Anodenwechselstromes $i_{a\Omega}$ nicht mit der Gitterwechselspannung $u_{g\Omega}$ in Phase oder Gegenphase ist, sondern eine Phasenverschiebung von nahezu 90° aufweist. In der Modulationsellipse spiegelt sich diese Tatsache in der gegenseitigen Lage der Punkte A und T_1 , sowie B und T_2 wider, die bei flacher werdender Modulationsellipse immer weiter bis auf $\varphi = 90^\circ$ auseinanderdrücken (= $1/4$ Umlauf der Ellipse). Für diese überraschende Tatsache genügt als Erklärung, wie schon mehrfach erwähnt, der Hinweis, daß im äußeren Stromkreis nur der Blindstrom der Drossel als Wechselkomponente auftritt, während die NF-Aussteuerungskomponenten $i_{a\Omega_1}$ und $i_{a\Omega_2}$ sich in der Röhre kompensieren, wie uns der Vergleich mit dem Heising-Modulator gezeigt hat.

Eine weitere ebenso überraschende Eigenschaft der Schaltung ist die Tatsache, daß die Anodenwechselspannung $u_{a\Omega}$ und die bei überspanntem Betriebszustand ihr proportionale HF-Amplitude $i_{a\omega}$ zueinander zwar in Phase, aber zur Gitterwechselspannung $u_{g\Omega}$ in Gegenphase stehen. Das bedeutet mit anderen Worten gesagt, daß die größte HF-Amplitude erreicht wird, wenn das Gitter am stärksten negativ vorgespannt ist! (vgl. die Lage der Punkte C und T_1 , sowie D und T_2 der Modulationsellipse zueinander). Beim normalen gittermodulierten Sender ist dies bekanntlich gerade umgekehrt. Dort tritt die größte HF-Amplitude auf, wenn das Gitter am stärksten positiv vorgespannt ist. Die Tatsache und der physikalische Sachverhalt dieser Schaltungseigentümlichkeit erklärt sich zwanglos aus der hochfrequenten Stromaussteuerung bei konstantem Speisestrom.

Das Stromaussteuerungsdiagramm

Wie bereits oben erwähnt, ist in Bild 7 aus Gl. (6) der Grundwellenanteil des Anodenstrom-Impulses im nichtüberspannten Zustand für konstanten Anodenspitzenstrom $j(\theta) = \frac{i_{a\omega}}{I_{a_{sp}}}$ und für konstanten Anodengleichstrom $j(\theta) = \frac{i_{a\omega}}{I_{a_0}}$ wiedergegeben.

Man erkennt hieraus, daß mit sinkendem Stromflußwinkel θ , also bei wachsender negativer Gittervorspannung, der Grundwellenanteil $i_{a\omega}$ gegen 0 geht, wenn der Anodenspitzenstrom $I_{a_{sp}}$ konstant bleibt, während er den Wert 2 erreicht, wenn I_{a_0} konstant bleibt. Letzteres gilt, wie bekannt, nicht nur für die Grundwelle, sondern auch für alle Oberwellen. Man erkennt also schon hieraus, daß die Verhältnisse bei konstantem Anodengleichstrom umgekehrt, wie bei Betrieb mit normaler Gittermodulation liegen. Es entsteht sofort die Frage, wie es möglich ist, bei der Anodenselbstmodulation den Anodengleichstrom mit kleiner werdendem Stromflußwinkel konstant zu halten. Dies geschieht durch den überspannten Betriebszustand! Bei positiver Gittervorspannung ist eine starke Einsattelung des Anodenstromimpulses vorhanden, die beim Übergang vom überspannten Zustand zum Grenzzustand (Modulationsspitze) mit stärker negativer werdender Gittervorspannung verschwindet. Dadurch nimmt der Anodengleichstrom mit wachsender negativer Gittervorspannung ganz erheblich weniger ab. Es muß nur eine kleine Restkomponente, d.h. eine kleine Abnahme des Anodengleichstromes beim Übergang zur Modulationsspitze, noch verbleiben, damit als Reaktion der Drossel die Anodenstromabnahme von einer in der Phase um 90° voreilenden Anodenspannungszunahme begleitet ist.

Da die quantitativen Verhältnisse durch das dynamische Kennliniendiagramm ungenügend zum Ausdruck gebracht werden und in ihm eine Angabe der HF-Nutzamplitude $i_{a\omega}$ wird in der Arbeit [3] ein anderes Stromaussteuerungsdiagramm benutzt, das als „Belastungskennlinienschar“ bezeichnet werden kann (Bild 11). In diesem Diagramm wird die Größe der HF-Amplitude $i_{a\omega}$, auf konstanten Anodengleichstrom I_{a_0} bezogen, als Funktion des überspannten Betriebszustandes

$j = \frac{I_{a\omega}}{I_{a_0}} = f(R_a/R_{gr})$ angegeben. Hierbei wird als Parameter in der Kennlinienschar der Stromflußwinkel θ benutzt. Als Maß für den überspannten Betriebszustand führt der Verfasser das Verhältnis R_a/R_{gr} ein, wobei R_a der konstante Resonanzwiderstand des belasteten Tankkreises ist, während R_{gr} der Grenzwiderstand des momentanen Arbeitspunktes ist. R_{gr} ist ein geeignetes Maß für die verschiedenen Betriebsparameter (θ , U_a usw.). Das Verhältnis R_a/R_{gr} charakterisiert den betreffenden überspannten Zustand und damit auch die Form des Anodenstromimpulses. Zur Ergänzung dient Bild 2, das ebenfalls der Arbeit [3] ent-

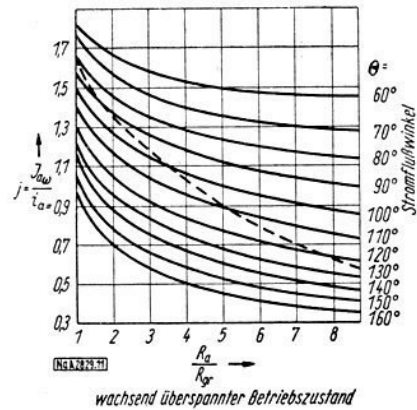


Bild 11. Stromaussteuerung im überspannten Betriebszustand

nommen ist und uns links den Impuls bei stark überspanntem Betrieb ($R_a/R_{gr} = 5,5$) und einem Stromflußwinkel von $\theta = 105^\circ$ bei einer positiveren Gittervorspannung zeigt und rechts den Impuls im Grenzbetrieb ($R_a/R_{gr} = 1$) und einem Stromflußwinkel von $\theta = 75^\circ$ bei starker negativer Gittervorspannung. Der Flächeninhalt beider Impulse ist annähernd gleich, doch ist der hochfrequente Anteil ($i_{a\omega}$) des linken Impulses doppelt so groß wie des rechten Impulses.

In diesem Diagramm (Bild 11) wird sowohl die Wirkung der Gitterspannungsänderung als auch der Anodenspannungsänderung auf die Größe der hochfrequenten Nutzamplitude eindeutig erfaßt. Man erkennt aus der Kurvenschar von Bild 11, das natürlich nur für eine bestimmte Röhre genau gilt, wie stark sowohl mit der Verkleinerung des Stromflußwinkels (Parameter θ) als auch mit der Abnahme der Anodenspannung (R_a/R_{gr} als Abszisse) die HF-Amplitude $I_{a\omega}$, bezogen auf $I_{a_0} = \text{konst.}$ zunimmt. Da im Modulationsbetrieb sich sowohl die Abszisse mit Änderung von U_a oder R_a/R_{gr} als auch der Kennlinienparameter θ ändert, wandert beim Modulationsvorgang der resultierende Arbeitspunkt in dem Kennlinienfeld bei sehr großem ΩL etwa auf der gestrichelt eingezeichneten Ortskurve. Das Stromaussteuerungsdiagramm nach Bild 11 leistet ebenso wie das dynamische Kennliniendiagramm von Bild 7 und 10 bei der Untersuchung des Modulationsvorganges und seiner quantitativen Deutung nützliche Dienste.

Eingegangen am 30. 7. 1955

NaA 2829

Literatur

- [1] Kruglow: Über einige Fragen der Anodenselbstmodulation. Radiotechnik (UdSSR) 9 (1954) H. 4 S. 3–21
- [2] Model, Person und Gutner: Zur Theorie der Anodenselbstmodulation. Radiotechnik (UdSSR) 9 (1954) H. 4 S. 22–32
- [3] Margolin: Anodenselbstmodulation von Röhrendendern. Radiotechnik (UdSSR) 9 (1954) H. 4 S. 33–42
- [4] Kruglow: Anodenselbstmodulation. Radiotechnik (UdSSR) 4 (1949) H. 2
- [5] Model: Röhrendendern. VEB Verlag Technik, Berlin 1954
- [6] Rothe und Kleen: Elektronenröhren als End- und Senderverstärker. Akadem. Verlagsges. Leipzig 1940