Die Technik der Amplituden–Modulatoren

Inhaltsverzeichnis

1 Eingriffsmöglichkeiten in den HF–Träger 1
1.1 Ideale Amplituden–Modulation . . . 1
1.2 Die AM im Zeitbereich . . . 2
1.3 Blockschaltbild des AM Modulators . . . 2
1.4 Spektrum der AM . . . 3
1.5 Modulations–Grad der AM . . . 4
1.5.1 Kompatibilität . . . 4
1.5.2 Definition des Modulationsgrades . . . 5

2 Sender–Typen 6
2.1 Maschinen–Sender . . . 6
2.1.1 Maschine von Alexanderson–Fessenden . . . 7
2.1.2 Die Maschine von Goldschmidt . . . 8
2.1.3 Maschinen mit externen Frequenz–Vervielfachern . . . 9
2.1.4 Lorenz Maschinensender München . . . 10
2.2 Poulsen–Lichtbogen–Sender . . . 11
2.3 Einstufige Röhren–Sender . . . 13
2.3.1 Telefunkens erster Telephonie–Sender . . . 14
2.3.2 Weitere Sender mit Absorptions–Modulator . . . 14
2.3.3 Gitter–Gleichstrom–Modulator . . . 15
2.4 Mehrstufige Sender . . . 16
2.4.1 Gitterspannungs–Modulator . . . 16
2.4.2 Heising–Modulator . . . 16
2.4.3 Anoden–B–Modulator . . . 17
2.4.4 Anoden–Modulator mit Serien–Röhre . . . 18
2.4.5 Vorstufen–Modulator . . . 19
2.5 Trägersteuerung . . . 20
2.5.1 Leistung der AM . . . 20
2.5.2 Modulator mit Träger–Steuerung . . . 21
2.6 Doherty–Modulator . . . 22
2.7 Chireix–Modulator . . . 23

3 Sender mit hohem Wirkungsgrad 24
3.1 Geschaltete Modulatoren . . . 25
3.1.1 System Telefunken: PANTEL . . . 26
3.1.2 System Marconi . . . 26
3.1.3 Geschaltetes Netzteil . . . 27

4 Halbleiter–Sender in Modulbauweise 28
4.1 Die $\mathcal{H}$–Brücke . . . 28
4.1.1 Erzeugung großer HF Leistungen . . . 29
4.1.2 PDM–Module . . . 29
4.2 Amplitudenmodulation mit Leistungs–D/A–Wandler . . . 29
4.2.1 Spektrum beim DAC Sender . . . 31

5 Modulatoren für digitale Modulation 32
5.1 EER–Technik . . . 32
5.1.1 Digitale Signale . . . 34
5.1.2 Bandbreite der A und RF–P Signale . . . 34
5.1.3 AM–Sender mit EER–Technik . . . 35

Abbildungsverzeichnis

1.1 AM Zeitverläufe . . . 2
1.2 Blockschaltbild AM–Modulator . . . 3
1.3 AM Spektrum . . . 4
1.4 Detektor Schaltungen . . . 4
1.5 Zur Definition des Modulationsgrades . . . 5
1.6 Übermodulation: Zeitfunktion . . . 6
2.1 Schnittbild des Alexanderson–Fessenden Generators . . . 7
2.2 Maschinen–Sender von Alexanderson–Fesssenden . . . 7
2.3 Die HF Wicklung S_1, S_2 . . . 7
2.4 Der Anker (Rotor) des Generators . . . 7
2.5 Zum Prinzip des Goldschmidt'schen HF–Generators . . . 8
2.6 Schaltung eines Goldschmidt'schen HF–Generators . . . 8
2.7 Goldschmidt Generator Eberswalde . . . 9
2.8 Frequenz–Vervielfacher mit Eisen–Drosseln . . . 9
2.9 Frequenz–Vervielfacher mit einer Drossel . . . 10
2.10 Signale beim Vervielfacher mit Drossel . . . 10
2.11 Die Schaltung des Maschinensenders München . . . 11
2.12 Touren–Regelung beim Lorenz Maschinensender . . . 11
2.13 Prinzipschaltung eines Lichtbogen–Senders nach Poulsen. . . . 11
2.14 Modulation durch Kohle–Mikrofone am Fußpunkt der Antenne . . . 12
2.15 Vielfach–Mikrofon (Lorenz) . . . 12
2.16 Telefonie–Drossel: Prinzipschaltung; Kennlinie; Ansicht . . . 12
2.17 Telefonie–Drossel: im Antennenkreis; im Zwischenkreis; im Gitterkreis eines Röhrensenders . 13
2.18 Pousen–Sender Königswusterhausen . . . 13
2.19 Telephonie–Sender mit Lieben–Röhre . . . 14
2.20 Der Telephonie–Sender von Rukop mit Absorptions–Röhre II als Modulator.) . . . 14
2.21 Schaltung eines einstufigen Senders mit Gitterstrom–Modulator . . . 15
2.22 Gitterstrom–Modulator: Schaltung und Kennlinien . . . 15
2.23 Gitterspannungs–Modulator: Schaltung und Kennlinien . . . 16
2.24 Heising–Modulator: Schaltungs–Beispiele . . . 16
2.25 Anoden–B–Modulator: Schaltung und Kennlinie . . . 17
2.26 Schaltung eines 1 kW Rundfunksenders mit Anoden–B–Modulator (RCA) . . . 18
2.27 Schaltung eines Modulators mit Serien–Röhre . . . 18
2.28 Schaltung eines 50 kW Rundfunksenders mit Vorstufen–Modulator (WE) . . . 19
2.29 Erhöhung des Modulationsgrad durch Vorstufen–Modulation . . . 19
2.30 Zur momentanen und mittleren Leistung der AM . . . 20
2.31 Zur Leistung der AM . . . 21
2.32 Änderung der Träger–Amplitude proportional zur NF–Amplitude. . . . 22
2.33 Prinzipschaltbild Doherty–Modulator. . . . 22
2.34 Die Signale (Spannungen & Ströme beim Doherty–Modulator. . . . 23
2.35 Chireix–Modulator Zeiger . . . 23
2.36 Chireix–Modulator Blockschaltbild . . . 24
3.1 Wirkungweise und prinzipielle Schaltung des 3–f Zusatzes in der Sender–Endstufe . . . 25
3.2 PDM Schaltmodulator . . . 25
3.3 Anoden–B–Modulator von Telefunken . . . 26
3.4 Prinzipschaltung des PDM–Modulators von Marconi . . . 27
3.5 Prinzipschaltung des PSM–Modulators: geschaltetes Netzteil . . . 27
4.1 H–Brücke . . . 28
4.2 Bild: PDM–Module . . . 29
4.3 HF–Combiner mit Ringkern–Trafos (blau) eines 50 kW MW–Senders. . . . 29
4.4 Block Struktur eines AM Senders mit Digital–Analog–Wandler . . . 30
4.5 Block Struktur und Prinzipschaltbild eines AM Senders mit Leistungs–DAC . . . 30
4.6 $\mathcal{H}$–Brücken–Modul mit Steuereingang für primärseitigen Kurzschluß . . . 31
4.7 Spektrum eines multiplizierenden Digital/Analog–Umsetzers . . . 32
5.1 AM & SSB Zeigerdiagramm . . . 33

5.2 Prinzip eines Senders nach der Kahn–Methode 33
5.3 Vektor–Diagramme 34
5.4 Spektren der A Signale für QPSK und OQPSK 34
5.5 Spektren des RF–P Signals und des modulierten I/Q Signals 34
5.6 AM–Sender mit Exciter 35

[Leerseite]

Die Technik der Amplituden–Modulatoren

Zur Funk–Übertragung von Audio–Signalen fand aus technischen Gründen für Rundfunkzwecke zunächst die Amplituden–Modulation (AM) Verwendung. Hierzu mußte die hochfrequente Trägerschwingung in ihrer Amplitude proportional zum Audio–Signal verändert werden. Dies war in der Frühzeit des Rundfunks bzw. des Funks allgemein keine ganz leichte Aufgabe.

In diesem Papier sollen die verschiedenen Lösungsansätze dafür exemplarisch nachgezeichnet werden, wobei kein Anspruch auf Vollständigkeit erhoben wird. Aber auch manche aus heutiger Sicht kuriose Idee oder Realisierung soll beispielhaft dargestellt werden, zeigt das doch, welcher Anstrengungen es bedurfte bis man schließlich bei den heute üblichen Lösungen der Probleme angelangte.

1 Eingriffsmöglichkeiten in den HF–Träger

Modulation bedeutet, einem hochfrequenten Träger eine Information $u_N(t)$ aufzuprägen. Der hochfrequente Träger ist i.a. eine Cosinusschwingung.

$$\boxed{u_C(t) = \overset{\Downarrow}{\hat{U}_C} \cos\{\overset{\Downarrow}{\psi(t)}\} = \overset{\Downarrow}{\hat{U}_C} \cdot \cos(\overset{\Downarrow}{\Omega_C}\, t + \overset{\Downarrow}{\varphi})} \tag{1.1}$$

Es gibt somit **genau 2 Möglichkeiten**, die Parameter dieses Trägers durch ein Nachrichtensignal $u_N(t)$ zu beeinflussen, egal ob dieses „analog“ oder „digital“ ist:

$$\boxed{\begin{array}{llcll} \text{Amplitude} & \hat{U}_C & \Longrightarrow & \hat{U}_C\{u_N(t)\} & : \textbf{ Amplitudenmodulation} \\ \text{Winkel} & \psi(t) & \Longrightarrow & \psi(t)\{u_N(t)\} & : \textbf{ Winkel–Modulation} \end{array}} \tag{1.2}$$

Technisch unterscheidet man dagegen 3 grundsätzliche Modulationsarten:

$$\boxed{\begin{array}{llcll} \text{Amplitude} & \hat{U}_C & \Longrightarrow & \hat{U}_C\{u_N(t)\} & : \textbf{ Amplitudenmodulation} \\ \text{Frequenz} & \Omega_C & \Longrightarrow & \Omega_C\{u_N(t)\} & : \textbf{ Frequenzmodulation} \\ \text{Phase} & \varphi & \Longrightarrow & \varphi\{u_N(t)\} & : \textbf{ Phasenmodulation} \end{array}} \tag{1.3}$$

Alle Modulationen, analog oder digital, haben insgesamt nur diese 3 Möglichkeiten der Beeinflussung des HF–Trägers. Wie das (analoge oder digitale) Nachrichtensignal im Detail auf den HF–Träger einwirkt, unterscheidet die unterschiedlichen Arten. Insbesondere bei digitalen Modulationen ist die Namensgebung diesbezüglich oft irreführend.

1.1 Ideale Amplituden–Modulation

In diesem Abschnitt wird zunächst betrachtet, wie eine Amplituden–Modulation im Idealfall erzeugt werden könnte und was demzufolge die Eigenschaften eines amplitudenmodulierten Signals im Zeit– und Frequenzbereich sind. Die hierbei gewählte Darstellung ist ähnlich zu dem entsprechenden Abschnitt im Aufsatz „AM–Demodulation“, beschränkt sich jedoch auf die Modulation.[1]

Spektral bedeutet „Modulation“ eine **Frequenz–Umsetzung** vom Niederfrequenz–Bereich in den Hochfrequenz–Bereich.

- Da in einem linearen zeitinvarianten (LTI *linear time invariant*) Übertragungs–System keine neuen Frequenzen entstehen, sind diese für Modulation und Demodulation nicht zu gebrauchen.
- Sowohl für die Modulation (als auch für die Demodulation) sind deshalb **nichtlineare** Systeme erforderlich. Für AM ist eine quadratische Nichtlinearität oder ein Multiplizierer geeignet.
- Besonders geeignet für eine Amplituden–Modulation sind:
  - **„Knick–Kennlinien“** (additive Modulation)
  - **quadratische Nichtlinearitäten**, „quadratische Kennlinie“ (additive Modulation)
  - **Multiplizierer** (multiplikative Modulation)
    Multiplikation von Nachricht mit Trägerschwingung ergibt „ideale“ Modulation.

– **Schalter** oder **Umpoler** (multiplikative Modulation)
Schalter und Umpoler in Kombination mit entsprechenden Filtern arbeiten bezüglich Modulation wie (ideale) Multiplizierer, haben aber einen besseren Wirkungsgrad. Beide können auch als Zeit–variante lineare Systeme betrachtet werden.

1.2 Die AM im Zeitbereich

Der Hochfrequenz–Träger (*carrier*) $u_C(t)$ ist eine Spannung mit Cos–förmigem Zeitverlauf (Trägerschwingung).

$$u_C(t) = \hat{U}_C \cos(\Omega_C t)\,; \qquad \Omega_C = 2\pi f_C \quad \text{mit} \quad f_C: \text{ Frequenz der Trägerschwingung} \tag{1.4}$$

Das modulierende Signal $u_N(t)$ (analoges NF–Signal, Nachrichten–Signal) beeinflußt die **Amplitude** $\hat{U}_C$ der Trägerschwingung ($\hat{U}_C \rightsquigarrow \hat{U}_C(t)$). Die (Hüllkurve der) Amplitude der modulierten Schwingung soll **proportional** zum Zeitverlauf des Nachrichten–Signals sein. Der Proportionalitätsfaktor k_{AM} wird als **Modulatorkonstante** bezeichnet. Die so definierte Hüllkurve an den AM Zeitverlauf muß dabei stets ≥ 0 sein.

$$\boxed{\hat{U}_C \rightsquigarrow \hat{U}_C(t) = \hat{U}_C + k_{AM} \cdot u_N(t) \geq 0 \qquad \textbf{Hüllkurve bei AM}} \tag{1.5}$$

Der Zeitverlauf der (gewöhnlichen) Amplituden–Modulation (AM) entsteht dann aus einer **multiplikativen Verknüpfung** von Trägerschwingung und Hüllkurve, markiert durch $\Downarrow$:

$$\boxed{u_{AM}(t) = [\hat{U}_C + k_{AM} \cdot u_N(t)] \overset{\Downarrow}{\bullet} \cos(\Omega_C t) \qquad \textbf{AM Zeitverlauf}} \tag{1.6}$$

Bild 1.1 zeigt einen typischen Zeitverlauf für die AM. Hier folgt die (obere) Hüllkurve exakt dem Zeitverlauf des Nachrichtensignals $u_N(t)$. Die Amplitude des Trägers ist normiert auf $\hat{U}_C = 1$.

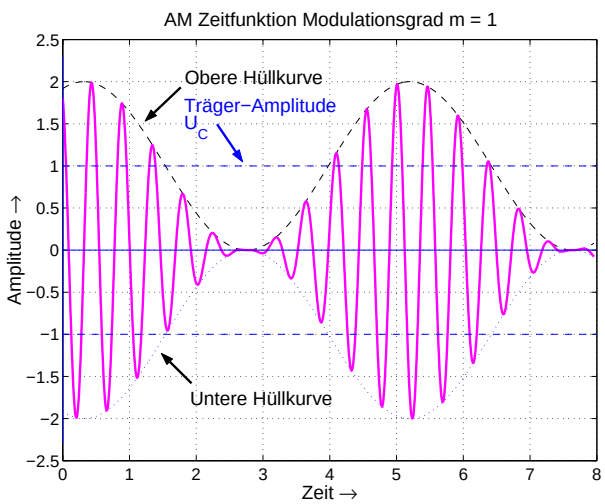

Bild 1.1: Typische Zeitverläufe einer AM (normierte Darstellung mit Träger $\hat{U}_C = 1$)

Bei den Amplituden–Modulationen ist es zur Darstellung des **Zeitverlaufes** üblich, als **typisches Nachrichtensignal** $u_N(t)$ eine **Cosinus–** (oder Sinus–) **Schwingung** anzunehmen. Dies hat den Vorteil, daß sich mit dieser Wahl die Verhältnisse im Zeitbereich recht einfach und klar darstellen lassen.

1.3 Blockschaltbild des AM Modulators

Die AM kann auch als **multiplikative Modulation** bezeichnet werden, da der Cos–Träger mit einem Amplitudenfaktor multipliziert wird, welcher vom modulierenden Signal $u_N(t)$ abhängt, markiert durch $\Downarrow$ in Gleichung (1.6). Wird diese Gleichung ausmultipliziert, führt das zu einem weiteren Blockschaltbild.

$$\boxed{u_{AM}(t) = [\hat{U}_C + k_{AM} \cdot u_N(t)] \overset{\Downarrow}{\bullet} \cos(\Omega_C t) = \hat{U}_C \cos(\Omega_C t) + [k_{AM} \cdot u_N(t)] \overset{\Downarrow}{\bullet} \cos(\Omega_C t) \qquad \textbf{AM Zeitverlauf}} \tag{1.7}$$

Damit ergeben sich unmittelbar zwei Varianten für das Blockschaltbild für eine ideale Realisierung einer gewöhnlichen AM mittels eines **Multiplizierers**, Bild 1.2. Im Blockschaltbild wird der Multiplizierer durch $\otimes$ oder durch $\square$ mit $\times$ dargestellt. k_{AM} ist die Modulator–Konstante (Verstärkungs–Faktor).

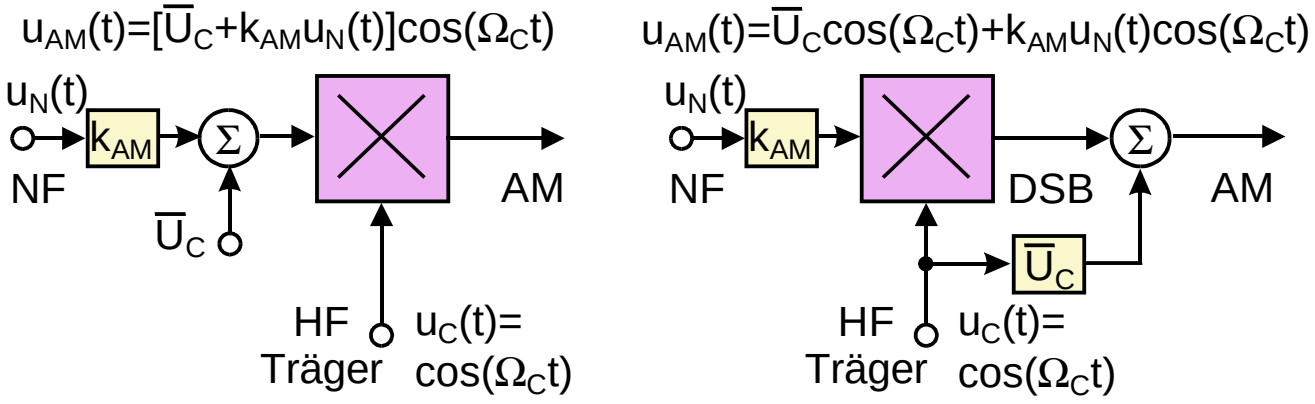

Bild 1.2: Blockschaltbilder des AM Modulators (entsprechend Gleichung (1.7))

Kennzeichnend für alle **„multiplikativen“** Modulationen sind die absolut **äquidistanten Nulldurchgänge der modulierten Hochfrequenz–Schwingung** (im Zeitbereich), vergleiche Bild 1.1.

1.4 Spektrum der AM

Mit Hilfe des Faltungs–Satzes oder des Modulations–Satzes der Fourier–Transformation[*1] erhält man aus Gleichung (1.7) die Spektraldichte einer AM.

$$U_{AM}(\omega) = \underbrace{\pi\hat{U}_C[\delta(\omega-\Omega_C)+\delta(\omega+\Omega_C)]}_{\text{Träger}} + \underbrace{\frac{k_{AM}}{2}[U_N(\omega-\Omega_C)+U_N(\omega+\Omega_C)]}_{\text{DSB}} \tag{1.8}$$

Zur Darstellung der Spektren der Amplitudenmodulation ist es üblich, **symbolische Formen** zu verwenden, aus denen die Umsetzung im Frequenzbereich deutlich zu ersehen ist, z.B. eine Art von „Schmetterlings-Form“. Die Sektraldichte der AM ergibt sich dann entsprechend zur Blockstruktur rechts in Bild 1.2, wie es Bild 1.3 zeigt.

Wie aus Bild 1.3 zu erkennen ist, besteht die AM im Spektrum aus folgenden Teilen:

- Trägerlinien bei $\pm\Omega_C$ (Hier wird die **zweiseitige** spektrale Darstellung verwendet.)
- (jeweils) einem oberen und einem unteren Seitenband (*upper side band*: USB, *lower side band*: LSB).

  Beide Seitenbänder enthalten die gleiche Information.[*2] Im USB ist die Information in **Regellage**, d.h. in der gleichen relativen Frequenzlage wie im NF–Bereich. Im LSB ist die Information in **Kehrlage**, d.h. die relative Frequenzlage ist gegenüber dem NF–Bereich vertauscht.

Die **HF–Bandbreite** der Amplituden–Modulationen ist gleich der **doppelten NF–Bandbreite**. Damit gehören diese Modulationsarten zu den **Bandbreite–sparenden** Arten. Diesem Vorteil steht jedoch der Nachteil gegenüber, daß diese Modulationsarten einen höheren hochfrequenten Störabstand benötigen, um zum gleichen Störabstand nach der Demodulation zu kommen wie eine Modulationsart mit größerer HF–seitigen Bandbreite, wie z.B. Frequenzmodulation.

Da bei der **AM** im Spektrum die Trägerfrequenz–Linie vorhanden ist, heißt diese auch **DSB–LC** (*double side band – large carrier*), im Unterschied zur **Doppel–Seitenband–Modulation** (DSB), bei der keine Trägerlinie im Spektrum vorhanden ist, Bild 1.3 (linke Seite).

[*1] Da diese Zusammenhänge früher nicht allgemein bekannt waren, mußte an dieser Stelle das Nachrichtensignal als Cos–Schwingung angesetzt werden. Eine Aussage über die dabei entstehenden Spektrallinien ließ sich dann mit Hilfe von **trigonometrischen Umformungen** gewinnen. In zahlreichen Fachbüchern findet man das auch heute noch so dargestellt. Zur Fourier–Transformation siehe auch: `http://www.diru-beze.de`

[*2] Man kann daher (ohne Verlust an Information) auch nur ein Seitenband übertragen und kommt so zur Einseitenband–Modulation (*single side band*, SSB)

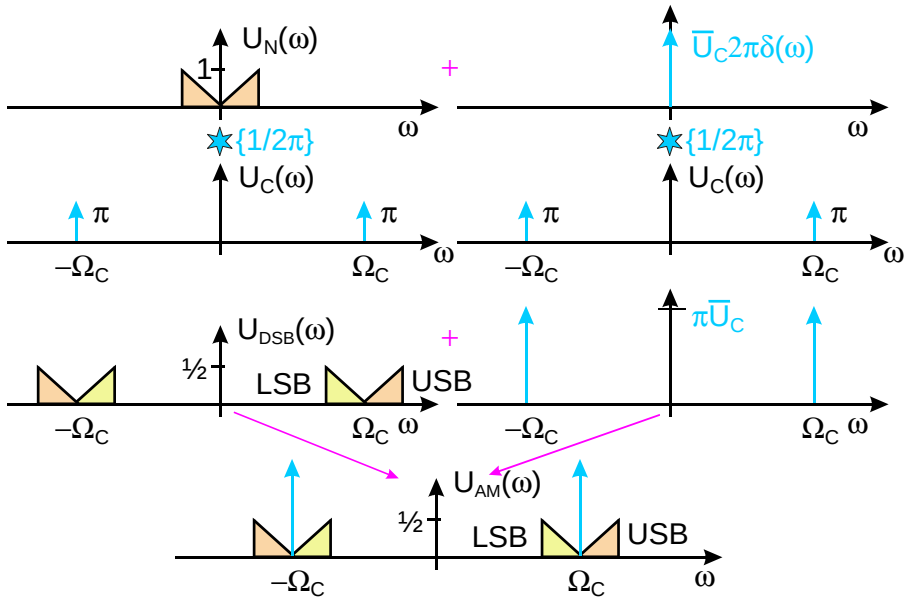

Bild 1.3: Typische Spektraldichten einer AM; Das AM Spektrum hat eine Trägerlinie und ein oberes (USB) und ein unteres (LSB) Seitenband. (zweiseitige spektrale Darstellung)

1.5 Modulations–Grad der AM

1.5.1 Kompatibilität

Die Bedingung bei AM ist, daß die Information aus der **Abtastung der Hüllkurve** der modulierten Schwingung zurückgewonnen werden kann. Die Hüllkurve der AM darf daher die Nullinie bestenfalls berühren, jedoch nicht schneiden. Als Maß dafür wurde der Modulationsgrad m eingeführt.

Diese Bedingung resultiert aus der *Geschichte des Radios*: Am Anfang der (Rund–) Funk–Übertragung von Musik und Sprache gab es als Demodulator nur den *Detektor*, mit dessen Hilfe die Hüllkurve der AM abgetastet werden konnte, Bild 1.4. Der Röhren–Detektor [2] ist älter (1904) als der Kristall–Detektor [3].

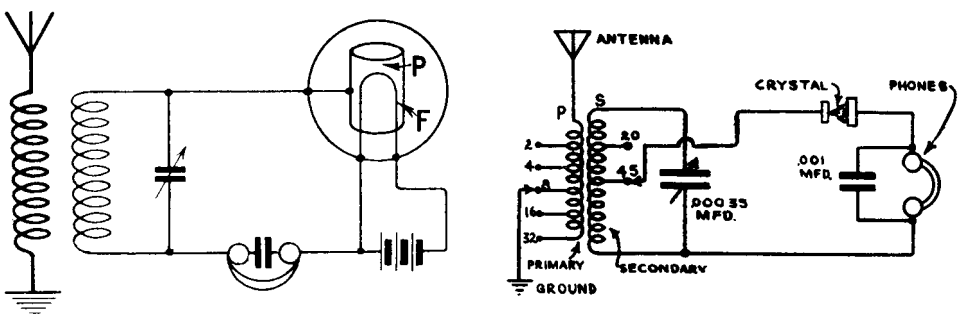

Bild 1.4: Typische Schaltbilder von Detektor–Apparaten aus den Anfängen des Radios

Die Bezeichnung Detektor bedeutet (heute) *speziell*: Kristall mit Drahtspitze zur HF–Gleichrichtung. Dies kann als Vorläufer der Halbleiter–Diode aufgefaßt werden. Mit Detektor *allgemein* wird ein abstimmbarer Schwingkreis mit HF–Gleichrichter, ein so genannter Detektor–Apparat bezeichnet.

Alle Verbesserungen und Verfeinerungen der Technik der Amplitudenmodulation mußten auf diese (einmal getroffene) Festlegung Rücksicht nehmen, damit die **Kompatibilität** erhalten bleibt. Bei einer Umstellung auf eine andere (und günstigere) Modulationsart hätte es ansonsten schlagartig Millionen von nicht mehr zu gebrauchenden Empfängern gegeben. Dies ist nicht durchsetzbar. Neue Übertragunsverfahren im Rundfunk (UKW–FM, DSR, DAB, DVB) erfordern daher i.a. auch neue Frequenzbereiche. Die alten Verfahren können aber nicht einfach aufgegeben werden, sondern laufen meist noch jahrelang parallel, bis sie schließlich mangels Nachfrage (eventuell) eingestellt werden können.

Der AM–Rundfunk auf Lang– Mittel– und Kurz–Wellen existiert z.B. nunmehr seit mehr als 85 Jahren

(Start: 1923). Mittlerweile wurde unter dem Namen „DRM“ (siehe: `http://www.drm.org`) ein digitales Übertragungsverfahren entwickelt, das den AM–Rundfunk längerfristig ablösen soll. Hierfür werden neue Empfänger benötigt. Da die Umstellung von AM auf das DRM–Format schrittweise erfolgen soll, wurde DRM kompatibel zur AM Kanalbandbreite (LW & MW 9 KHz; KW 10 KHz) gewählt.

1.5.2 Definition des Modulationsgrades

Der Modulationsgrad m ist definiert als ein Verhältnis, das aus den Maximal– und den Minimal–Werten der (oberen) AM–Hüllkurve gebildet wird.

$$\boxed{m = \frac{\hat{U}_{\max} - \hat{U}_{\min}}{\hat{U}_{\max} + \hat{U}_{\min}} \qquad \textbf{Modulationsgrad allgemein}} \tag{1.9}$$

Gleichung (1.9) gilt für beliebige Kurvenformen der Nachricht. Meßtechnisch benutzt man eine Cos–förmige Nachrichtenschwingung:

$$u_N(t) = \hat{U}_N \cos(\omega_N t) \tag{1.10}$$

Mit Gleichung (1.9) wird dann:

$$\hat{U}_{max} = \hat{U}_C + \hat{U}_N \; ; \; \hat{U}_{min} = \hat{U}_C - \hat{U}_N \; ; \qquad \rightsquigarrow \qquad \boxed{m = \frac{\hat{U}_N}{\hat{U}_C} \qquad \textbf{Modulationsgrad meßtechnisch}} \tag{1.11}$$

In Bild 1.5 ist die Definition des Modulationsgrades dargestellt.

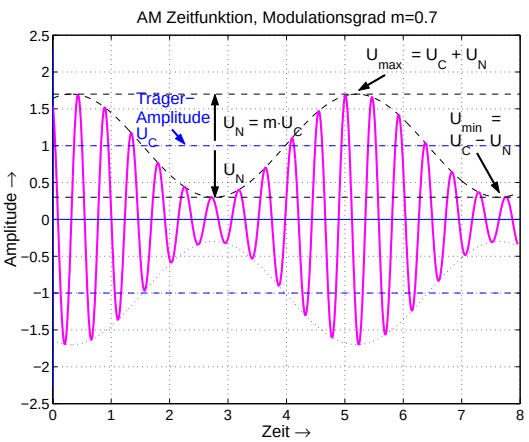

Bild 1.5: Zur Definition des Modulationsgrades

Wird der Modulationsgrad $m > 1$, so entsteht Übermodulation.

$$\boxed{\hat{U}_N > \hat{U}_C \rightsquigarrow m > 1 \qquad \textbf{Übermodulation}} \tag{1.12}$$

Bei AM muß Übermodulation unbedingt vermieden werden. Bild 1.6 zeigt deren Auswirkung auf die (detektierte) Hüllkurve. Ist die Amplitude der Hüllkurve größer als die Amplitude des HF–Trägers (Übermodulation), so folgt daraus eine (nichtlineare) Verzerrung des demodulierten Signals.

Übermodulation in der Form von Bild 1.6 (links) entsteht auch auf dem Funkweg infolge von Reflexionen an der Ionosphäre (Mehrwege–Ausbreitung), was zu unangenehmen (selektiven) Verzerrungen des empfangenen Signals führt. Da sich die Reflexions–Eigenschaften der Ionosphäre beständig ändern, wechselt sich, besonders bei Nacht, guter und gestörter Empfang z.T. in rascher zeitlicher Folge ab.

AM–Sender müssen unbedingt eine Übermodulation auch deswegen verhindern, da sonst die maximale Amplitude des Sende–Signals den Aussteuerungs–Bereich (des Senders) übersteigen würde, Bild 1.6 (rechts). Dies erfolgt mit Hilfe eines Amplituden–Begrenzers (oder Clippers) für das NF–Signal.

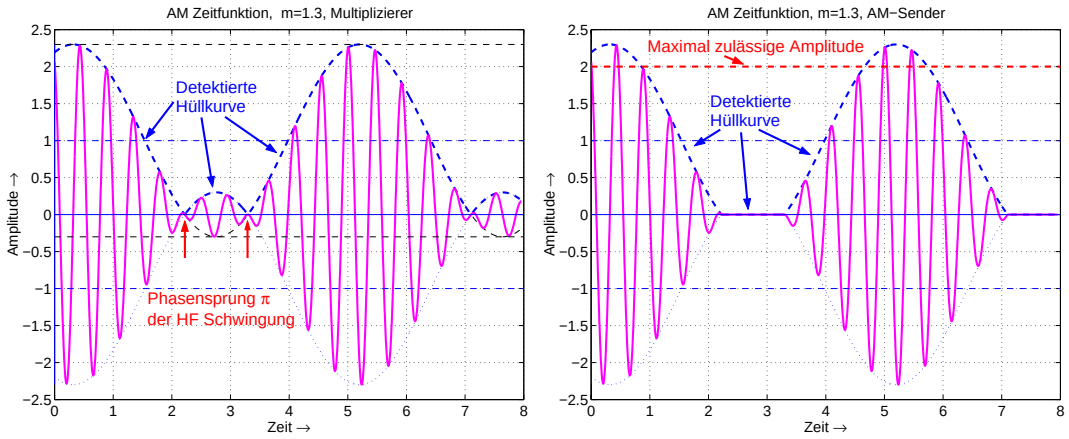

Bild 1.6: Auswirkung einer Übermodulation $m > 1$ auf das demodulierte Signal in Abhängigkeit vom Modulator (Multiplizierer (links) bzw. AM–Sender (rechts))

Zusätzlich ist es bei AM–Sendern üblich, leise NF–Passagen in der Lautstärke anzuheben (Compander), was zu einer **Dynamik–Kompression** führt, die meist auch noch frequenzabhängig ausgeführt wird (Präsenz–Filter).[*3] Der Zweck ist ähnlich wie bei entsprechenden Kompressionsverfahren bei Tonbandaufnahmen (Dolby, HighCom etc.) und dient der Unterdrückung von Störgeräuschen, die auf dem HF–Weg entstehen (Störungen auf dem Übertragungskanal). Die AM–Empfänger haben jedoch keine Expander, weil es erstens für die senderseitige Kompression keine Norm gibt und zweitens, weil speziell für die Wiedergabe mit Hintergrund–Geräuschen, wie z.B. im Auto, eine komprimierte NF „besser“ klingt.

2 Sender–Typen

Aus der Theorie des vorigen Kapitels geht hervor, daß zur Erzeugung einer AM–Schwingung eine kontinuierliche (und Frequenz–stabile) Cosinus–Schwingung (mit konstanter Amplitude) vorhanden sein muß.

Damit schieden alle frühen Hochfrequenz–Erzeuger aus, wie z.B.:

- Funken–Sender
- Löschfunken–Sender

Eine cosinusförmige Dauerschwingung konnte dagegen von den folgenden Anlagen geliefert werden:

- Maschinen–Sender
- Lichtbogen–Sender
- Röhren–Sender
  - Einstufige Röhren–Sender (eigenerregt)
  - Mehrstufige Röhren–Sender (mit Steuer–Sender)
  - Mehrstufige Röhren–Sender (mit Quarz–stabilisiertem Steuersender)

Bei einer technischen Entwicklung wird – alleine schon aus ökonomischen Gesichtspunkten – fast immer mit einer einfachen Lösung begonnen, die dann im Laufe der Zeit verfeinert wird. Es ist daher verständlich, weshalb bei der zum Einsatz gekommenen „Hardware“, oftmals eine funktionale Trennung zwischen Schwingungs–Erzeuger und Modulator nicht ohne weiteres möglich ist. In anderen Fällen ist dagegen eine solche Trennung möglich.

2.1 Maschinen–Sender

Maschinen–Sender benötigen einen externen Modulator, z.B. eine Modulations–Drossel.

[*3] Zur Dynamik–Beeinflussung hat sich (speziell auch bei UKW FM) das „Optimod“ Verfahren eingebürgert.

2.1.1 Maschine von Alexanderson–Fessenden

Der erste brauchbare Generator wurde 1906 von E.F.W. Alexanderson bei General Electric im Auftrag und unter Mitwirkung von R.A. Fessenden entwickelt. Er erzeugte 50W bei einer Frequenz von 76KHz. Die Hochfrequenzwicklung war hierbei noch in Holz (!) eingebettet — im Unterschied zu den späteren Generatoren, weil Fessenden bei Eisen große Wirbelstrom–Verluste befürchtete.[5]

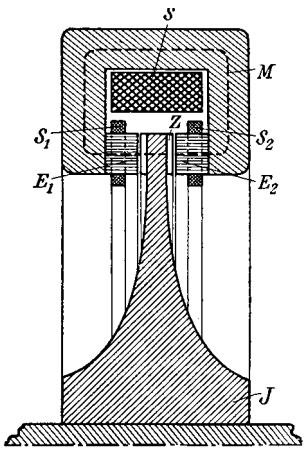

Bild 2.1: Schnittbild des Alexanderson–Fessenden Generators

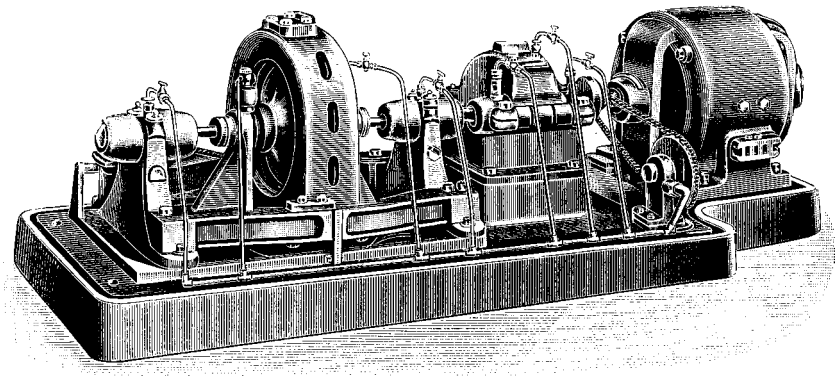

Bild 2.2: Maschinen–Sender von Alexanderson–Fesssenden

Ein Schnittbild eines weiter entwickelten Generators zeigt Bild 2.1.[6] Hier ist J der Anker aus Stahl und Z dessen Zähne, Bild 2.4.[7] Diese laufen innerhalb eines Magnetfeldes, das die vom Gleichstrom durchflossene Spule S zusammen mit dem ringförmigen Eisenkern M erzeugt. Der magnetische Weg wird geschlossen durch die beiden Ankerkerne E_1, E_2, in denen die Spulen S_1, S_2 eingebettet sind und dabei eine mäanderförmige Wicklung bilden, Bild 2.3.[6]

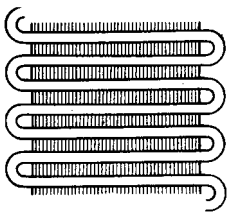

Bild 2.3: Die HF Wicklung S_1, S_2

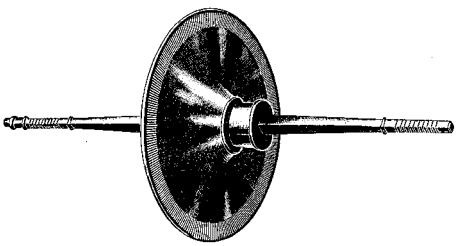

Bild 2.4: Der Anker (Rotor) des Generators

Der Abstand und die Breite der Zähne des Ankers J und die Breite des Mäanders stimmen überein. Wenn sich der Anker dreht, wird das Magnetfeld periodisch geschlossen und geöffnet, wodurch in den Spulen S_1, S_2 eine hochfrequente Wechselspannung entsteht. Die hier dargestellte Maschine, Bild 2.2,[7] hatte eine Leistung von 2,1KW bei 100KHz. Die Alexanderson–Fessenden Maschine lieferte also eine Wechselspannung mit einer Frequenz, die sich direkt zur Ausstrahlung eignete. Die Umdrehungszahl des Elektromotors (rechts) mußte mit Hilfe eines Getriebes (Mitte) auf die notwendige Drehzahl für den Generator (links) hoch gesetzt werden.

Das Problem bei solchen Generatoren waren die Unwuchten des Ankers und die enormen Fliehkräfte, die im schnell rotierenden Anker auftraten. Im Unterschied zu langsamer laufenden Maschinen konnte deshalb der Anker keine Wicklung erhalten. Statt dessen hatte er „Zähne“, deren Zwischenräume zur Verminderung der Luftreibung mit Phosphorbronze ausgefüllt waren.[6]

Drehzahlschwankungen wirkten sich prozentual gleich in Schwankungen der Frequenz erzeugten Hochfrequenz–Spannung aus. Das ist ein grundsätzliches Problem aller Arten der Maschinen–Sender. Spätere

Maschinen–Sender hatten deshalb eine Drehzahlregelung.

Heute existiert nur noch ein Alexanderson–Sender. Es ist der Längstwellen–Sender Grimeton in Schweden, der Teil des Welt–Kultur–Erbes ist und nur noch zu besonderen Terminen auf 17,2 KHz mit 250 KW sendet.

2.1.2 Die Maschine von Goldschmidt

Einen völlig anderen Ansatz hatte Goldschmidt für seinen HF Maschinengenerator von 1908.[8] Dieser hatte sowohl eine Wicklung auf dem Stator als auch auf dem Rotor. Die grundsätzliche Idee ist folgende. Eine Maschine mit Wicklungen auf Stator und Rotor ist im Grunde eine spezielle Form eines Trafos, wenn der Rotor steht. In beiden Wicklungen hat die (induzierte) Spannung dann die gleiche Frequenz. Dreht sich jedoch der Rotor R, so wird im Rotor eine Wechselspannung $u_R(t)$ mit einer Frequenz proportional zur Drehzahl N induziert, wenn im Stator S ein Gleichstrom (Frequenz 0) fließt, Bild 2.5 [6] (linker Teil). Fließt im Stator S ein Strom mit einer Wechselspannung der Frequenz N_1, so wird die induzierte Spannung im Rotor $u_R(t)$ eine Komponente mit der Frequenz $N + N_1$ und eine mit der Frequenz $N - N_1$ haben.[†1][6]

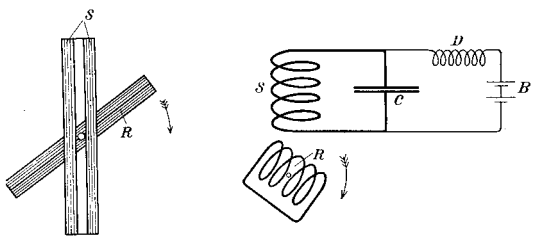

Bild 2.5: Zum Prinzip des Goldschmidt'schen HF–Generators

Da Drehbewegungen immer als relativ bezüglich der beteiligten Objekte aufgefaßt werden können[†2], gilt genauso, daß wenn im Rotor R ein Wechselstrom der Frequenz N_1 fließt und der Rotor die Umdrehungszahl N hat, dann im Stator eine Spannung induziert wird, die Komponenten mit den Frequenzen $N + N_1$ und $N - N_1$ hat.

Damit kommt man zum rechten Teil in Bild 2.5. Die Statorspule S wird von Gleichstrom durchflossen. Im Rotor R wird deshalb ein Wechselstrom mit der Frequenz N fließen, wenn er mit der Drehzahl N dreht. Dadurch wird im Stator S eine Spannung mit Komponenten der Frequenzen $N + N = 2N$ und $N - N = 0$ induziert. Mit Hilfe des (geeignet gewählten) Kondensators C wird mit der Stator–Spule ein Schwingkreis für die Frequenz $2N$ gebildet, wodurch der Strom mit dieser Frequenz verstärkt wird. Die Drossel D verhindert, daß die Wechselspannung durch die Batterie kurzgeschlossen wird.

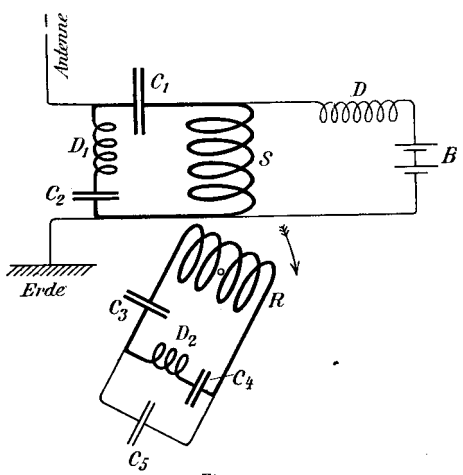

Bild 2.6: Schaltung eines Goldschmidt'schen HF–Generators

[†1] Ein Wechselfeld kann als Überlagerung von 2 gegenläufigen Drehfeldern interpretiert werden.

[†2] Ähnliche Überlegungen führten zu der damaligen Zeit bei Einstein schließlich zu seiner speziellen Relativitäts–Theorie.

Nun fließt somit zusätzlich im Stator ein Strom mit der Frequenz $2N$. Dadurch werden aber im Rotor Komponenten mit den Frequenzen $2N + N = 3N$ und $2N - N = N$ induziert. Das aber wiederum wirkt zurück auf den Stator, wo nun zusätzlich $3N + N = 4N$ induziert wird. Usw., usw.

Im Stator S gibt es somit Komponenten der Frequenzen $2N, 4N, 6N, \cdots$ und im Rotor solche mit den Frequenzen $N, 3N, 5N, 7N, \cdots$

Damit die entsprechenden Wechselströme kräftig werden, bekommen der Stator und der Rotor geeignete Zusatzbeschaltungen für die einzelnen Resonanzfrequenzen, Bild 2.6.[6]

So erreicht der Goldschmidt'sche Generator eine Frequenzvervielfachung innerhalb der Maschine. Die Drehzahl des Rotors kann also um die Anzahl der Frequenzvervielfachungen kleiner sein.

Das nächste Bild 2.7 [6] zeigt die Goldschmidt'sche Maschine, die 1910 von Lorenz in der Versuchsstation Eberswalde installiert wurde.

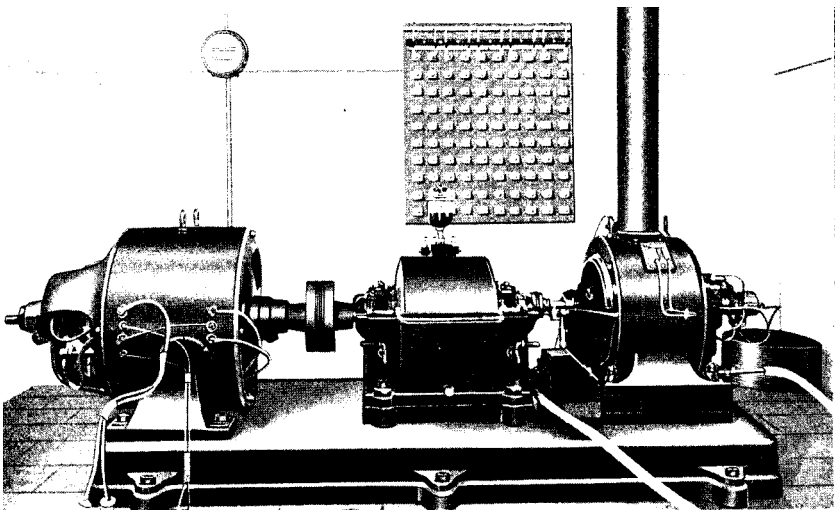

Bild 2.7: Goldschmidt'scher HF–Generator der Lorenz-Station Eberswalde 1910. Links der Motor, Mitte das Vorgelege zur Erhöhung der Drehzahl und rechts der Glodschmidt'sche Generator.

Die Frequenz betrug 30 kHz, die Leistung 12,5 KW und der Wirkungsgrad 80%.[6]

2.1.3 Maschinen mit externen Frequenz–Vervielfachern

Die bei den vorigen Maschinen erforderliche hohe Drehzahl bzw. die Wärmeverluste infolge der Frequenz–Vervielfachung innerhalb der Maschine führten zur Entwicklung von externen Frequenz–Vervielfachern mit Hilfe von (gesättigten) Eisenspulen. [9] [11] [12]

Die ersten Vervielfacher mit Eisendrosseln nutzten eine Gleichstrom–Vormagnetisierung zur Verzerrung der induzierten Spannung, Bild 2.8.[9] Die Generatoren erzeugten hierfür Spannungen mit 6 kHz — 8 kHz.

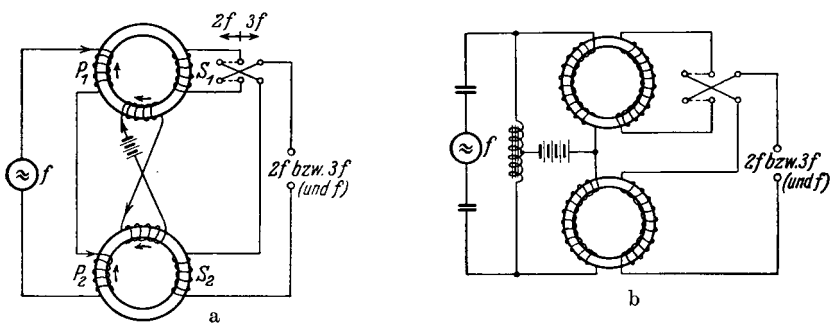

Bild 2.8: Statische Frequenz–Vervielfacher mit gesättigten Eisen–Drosseln. Nicht gezeichnet sind die sekundärseitig erforderlichen Resonanzkreise.

Mit Vervielfachern dieses Typs konnte maximal eine Verdreifachung erreicht werden. Für größere Werte der Vervielfachung wurden mehrere solche Drosseln in Kette geschaltet.

Als Generatoren wurden entweder Goldschmidt'sche Maschinen mit Vervierfachung der Frequenz oder eine der Alexanderson Maschine ähnliche Type, jedoch mit geringerer Drehzahl, verwendet.

Eine weit günstigere Anordnung mit nur einer Drossel, bei der diese direkt durch die angelegte Wechselspannung in die Sättigung getrieben wird, ist in Bild 2.9 dargestellt.[9]

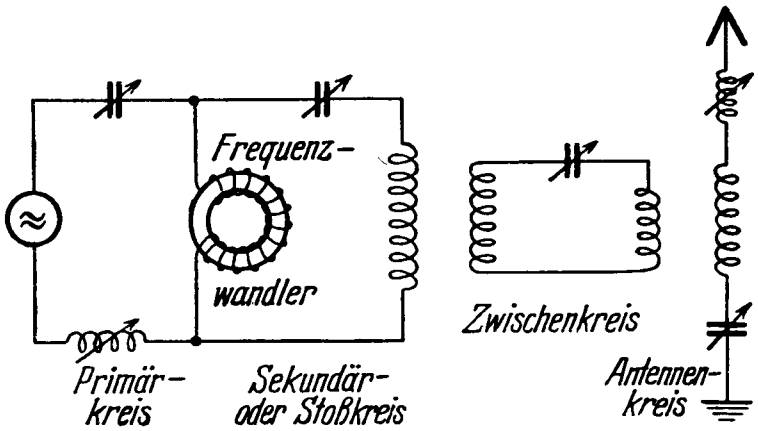

Bild 2.9: Statischer Frequenz–Vervielfacher mit einer Eisen–Drossel, die durch das HF–Signal in die Sättigung getrieben wird und daher keine Gleichstrom–Vormagnetisierung benötigt.

Da der Frequenzwandler in die Sättigung getrieben wird, wird der zeitliche magnetische Fluß fast mäanderförmig. Die induzierte Spannung wird daher impulsförmig (Spannungs–Stoß), Bild 2.10.[9] Nach Fourier enthält die induzierte Spannung daher höhere Frequenzen. In der Praxis wurde eine Frequenz–Vervielfachung von 11 bis 13 realisiert.

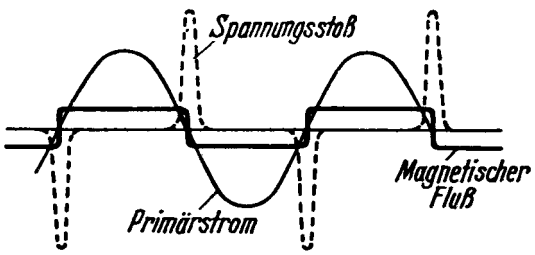

Bild 2.10: Strom, Spannung und magnetischer Fluß beim Vervielfacher ohne Gleichstrom–Vormagnetisierung.

2.1.4 Lorenz Maschinensender München

Noch 1930 gab es in München einen 10 KW Maschinensender von Lorenz. [8] Seine Frequenz betrug ca. 600 KHz. Die Frequenzvervielfachung wurde in 2 Stufen mit Eisenwandlern vorgenommen.[†3]

Das Schaltbild 2.11 zeigt den Generator a und die beiden Frequenzwandler d und k und dazwischen die notwendigen Siebmittel (Filter). Offenbar gab es hierfür 2 Varianten A, A und B, B. In der Erd–Leitung ist die Modulations–Drossel (*Telefonie*) zu sehen, über die der Sender moduliert wurde.

Welcher Aufwand zur Konstanthaltung der Drehzahl des Motors — und damit zur Konstanthaltung der Frequenz — getrieben werden mußte ist in Bild 2.12 zu sehen. Aufgrund des Schaltbildes kann vermutet werden, daß das Münchner Netz (zumindest am Senderstandort) noch Gleichspannung hatte.

[†3] Ein Maschinen–Sender mit Modulation über eine Pungs–Drossel war z.B. auch der Rundfunk–Sender, der 1925 in Berlin Magdeburger Platz getestet wurde.[15]

Trotz des großen Aufwandes zur Drehzahlregelung trat beim Münchner Sender zunächst ein störender Triller–Ton auf. Wie es sich dann herausstellte, war dies darauf zurückzuführen, daß das Gehäuse des Generators kleine Pendelbewegungen (Vibrationen) ausführte. Durch eine konstruktive Änderung konnte dieser Effekt beseitigt werden.

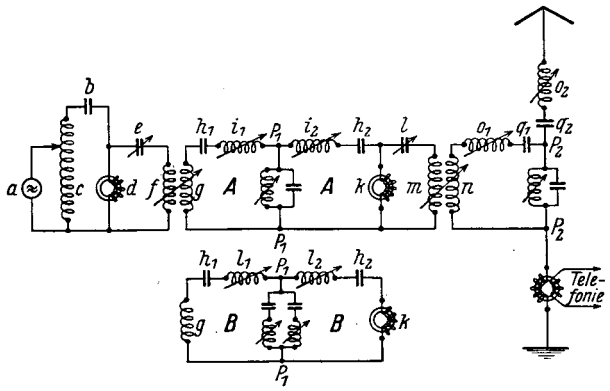

Bild 2.11: Die Schaltung des Maschinensenders München

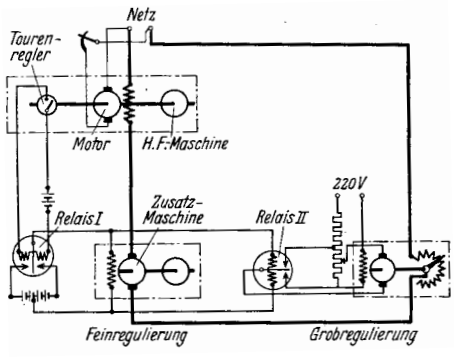

Bild 2.12: Touren–Regelung beim Lorenz Maschinensender

„Trotz der nunmehr beseitigten Schwierigkeiten konnten sich, besonders nach der weiteren Erhöhung der Senderleistungen, die Maschinensender im Rundfunkwellenbereich nicht gegen die inzwischen hoch entwickelten Röhrensender durchsetzen.“[10]

2.2 Poulsen–Lichtbogen–Sender

Die 1906 bei der Fa. C. Lorenz gegründete Abteilung für drahtlose Telegraphie entwickelte als erstes einen Poulsen–Sender für das deutsche Militär.[†4] Die Prinzipschaltung eines Poulsen–Senders ist in Bild 2.13 dargestellt.[13]

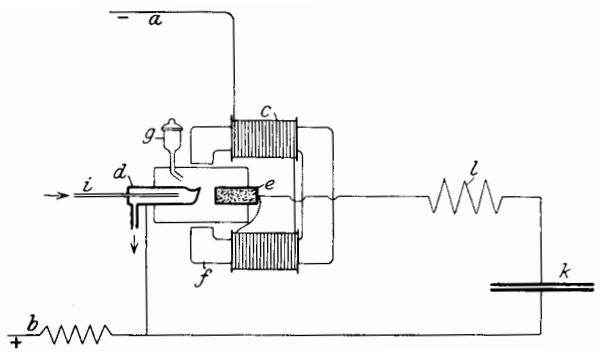

Bild 2.13: Prinzipschaltung eines Lichtbogen–Senders nach Poulsen.

Der Gleich–Strom fließt von der Plus–Klemme *b* über einen Widerstand (nicht dargestellt) und eine Drossel zu einer Wasser gekühlten Cu–Elektrode *d* als Anode. Dann über einen Lichtbogen zu einer C–Elektrode *e* als Kathode. Von da über die Spulen *c* eines Elektromagneten *f* (Blas–Magnet) zur Minus–Klemme *a*. Der Lichtbogen brennt innerhalb eines luftdichten Gefäßes, in welches Spiritus aus einem Vorratsgefäß *g* tropft und so die H_2 Atmosphäre erzeugt. Der Lichtbogen hat einen negativen differentiellen Widerstand, wodurch ein Serien–Kreis, bestehend aus Induktivität *l* und Kondensator *k* zu Eigenschwingungen angeregt wird. Auskopplung (nicht dargestellt) der HF–Schwingung induktiv aus der Schwingkreis–Spule *l* direkt in die Antenne.

[†4]Telefunken, aber auch Marconi hatten zu dieser Zeit nur „Funken–Sender“ (Löschfunken–Sender) für abklingende HF–Schwingungen. Mit diesen konnte man zwar morsen, jedoch keine Audio–Signale übertragen.

Der Poulsen–Sender war zwar aufgrund seiner kontinuierlichen HF–Schwingungen im Prinzip zur Übertragung von Audio–Signalen geeignet, jedoch wegen der Eigenschaften des Lichtbogens schwierig zu modulieren oder gar zu tasten.

- Zur analogen Modulation verwendete man daher zunächst ein „Starkstrom–Kohle–Mikrofon“ in der Antennen–Leitung, Bild 2.14 [13][†5], wodurch die Telephonie–Leistung sehr beschränkt war. Dieses Mikrofon bestand aus mehreren parallel geschalteten Kohle–Mikrofonen mit gemeinsamem Schall–Trichter, Bild 2.15.[12] [8][†6]

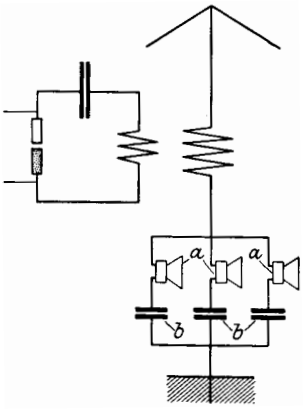

Bild 2.14: Modulation durch Kohle–Mikrofone am Fußpunkt der Antenne

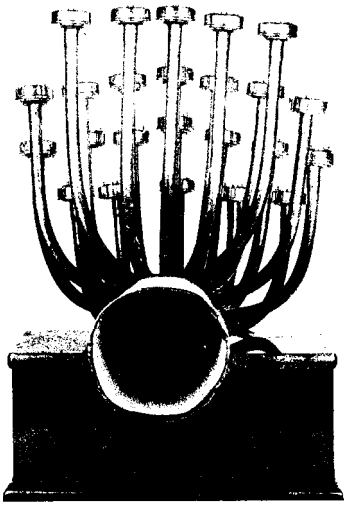

Bild 2.15: Vielfach–Mikrofon (Lorenz)

- Ab 1920 gab es dann praktische Versuche [8] mit der 1913 von Pungs entwickelten „Modulations–Drossel“, Bild 2.16,[16] einer speziellen Art des magnetischen Verstärkers.[14]

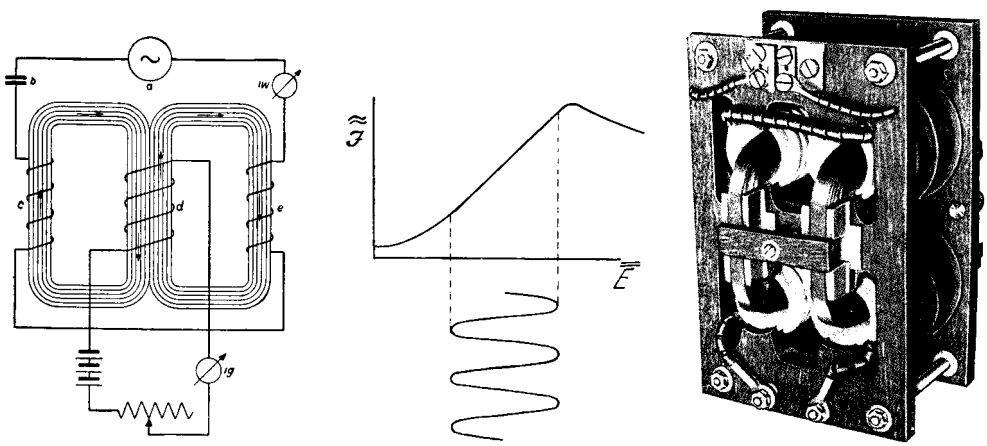

Bild 2.16: Telefonie–Drossel: Prinzipschaltung; Kennlinie; Ansicht

[†5]Dieses Schaltbild zeigt, daß bereits mit Funken–Sendern eine Audio–Übertragung versucht wurde. Hierzu mußte die Funken–Zahl auf ca. 20 000 pro Sekunde angehoben werden, damit der 20 kHz Pfeifton im Empfänger nicht mehr hörbar war. Als Störung blieb trotzdem ein Rauschen zu hören.

[†6]Die Parallel–Schaltung von Kohle–Mikrofonen erfordert eine Ausgleichsbeschaltung, weil der Widerstand von Kohle mit steigendem Strom sinkt und deshalb der gesamte Strom nur über ein einziges Mikrofon fließen würde, wodurch dieses sofort verbrennen würde. Danach würde das nächste überlastet usw. Eine einfache Art der Ausgleichsbeschaltung sind die in Bild 2.14 eingezeichneten Kondensatoren *b*.

Die Pungs–Drossel wurde z.B. in Serie zum Fußpunkt einer Antenne geschaltet. Damit konnte sie nicht nur für Lichtbogen–Sender, sondern auch für Maschinen–Sender und selbst für frühe Röhren–Sender verwendet werden, Bild 2.17 [16]. Die Steuerleistung für die Drossel betrug ca. 1 – 2% der Trägerleistung.[19]

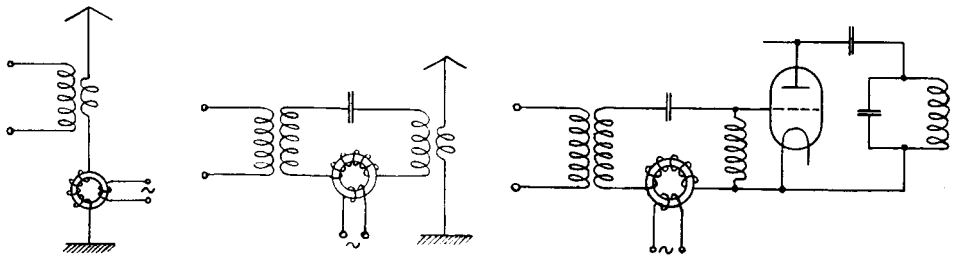

Bild 2.17: Telefonie–Drossel: im Antennenkreis; im Zwischenkreis; im Gitterkreis eines Röhrensenders

Die ersten Versuche mit einem Funk–Konzert aus Königs–Wusterhausen 1920 wurden von einem 4 KW Poulsen Langwellen–Lichtbogen–Sender durchgeführt, der über eine Pungs–Drossel moduliert wurde, Bild 2.18.[8]

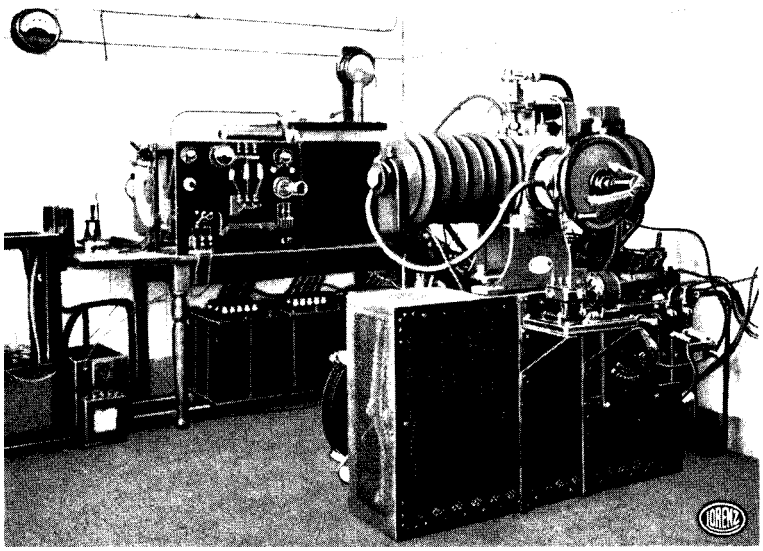

Bild 2.18: Der 4 KW Poulsen–Sender, mit dem die ersten Telefonieversuche (Feb. & 22.12.1920 [Weihnachtskonzert], 23.03.[Osterkonzert] & 08.06.1921 [Madame Butterfly aus der Staatsoper]) in Königs–Wusterhausen auf Langwelle durchgeführt wurden.

Das Kohlemikrofon und die Pungs–Drossel, jeweils am Fußpunkt der Antenne oder in einem Zwischenkreis, können den multiplikativen Modulatoren zugeordnet werden.[†7]

2.3 Einstufige Röhren–Sender

Die Röhren–Sender werden gemeinsam mit den Möglichkeiten für ihre Modulation betrachtet, da sich beide Aufgaben bei einfachen Sendern nicht trennen lassen.

Einstufig bedeutet, daß die Oszillator–Röhre die HF–Leistung erzeugt, die der Antenne zugeführt wird. Es existiert im HF–Zweig also nur eine Röhre. Ein solcher Sender kann aber durchaus noch eine (ggf. auch mehrere) weitere Röhren für die Modulation oder die NF–Verstärkung haben.

[†7] Die Modulations–Drossel im Gitterkreis einer Sende–Röhre wirkt zwar auch multiplikativ, doch bezogen auf den gesamten Sender bedarf dies einer weiteren Analyse.

2.3.1 Telefunkens erster Telephonie–Sender

Der erste Telephonie–Sender, den Telefunken 1913 baute, verwendete noch eine Lieben–Röhre.[†8] Seine Schaltung und sein Aufbau zeigt Bild 2.19.[6]

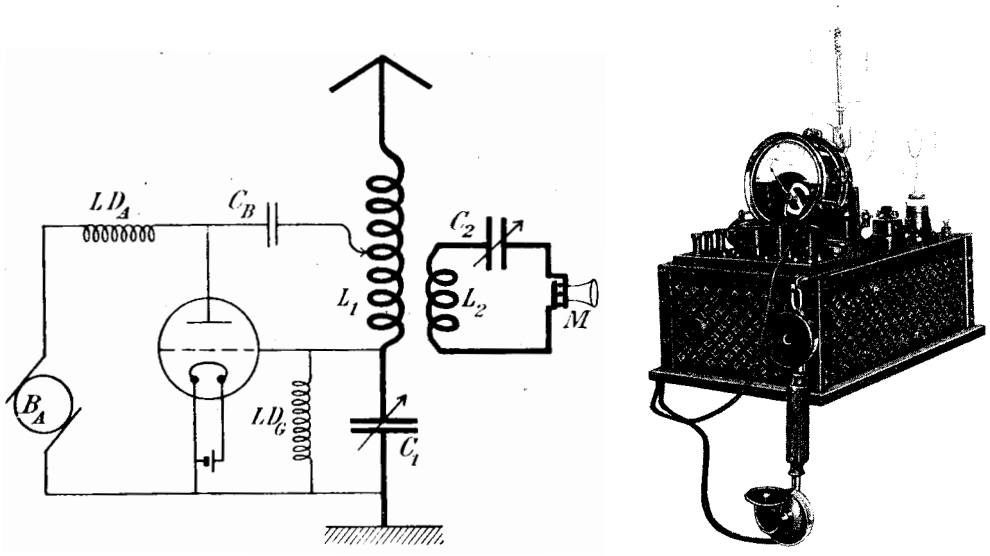

Bild 2.19: Der erste Telephonie–Sender von Telefunken (mit Lieben–Röhre; die Glühlampe rechts daneben war als Vorwiderstand für die Heizung geschaltet.)

Der Oszillator ist in einer Dreipunkt–Schaltung ausgeführt. Die Modulation erfolgt durch Absorption der HF–Energie durch das Kohle–Mikrofon, das seinen Widerstand im Rythmus der ankommenden Töne ändert. Durch die induktive Ankopplung wurde der Widerstand des Mikrofons an den Ausgangswiderstand des Senders angepaßt.

2.3.2 Weitere Sender mit Absorptions–Modulator

Eine Schaltung, an der Rukop [6] seine „Reiß–Diagramme“ untersucht hat, verwendet eine zusätzliche Röhre als einen durch die NF gesteuerten Absorptions–Widerstand, Bild 2.20.

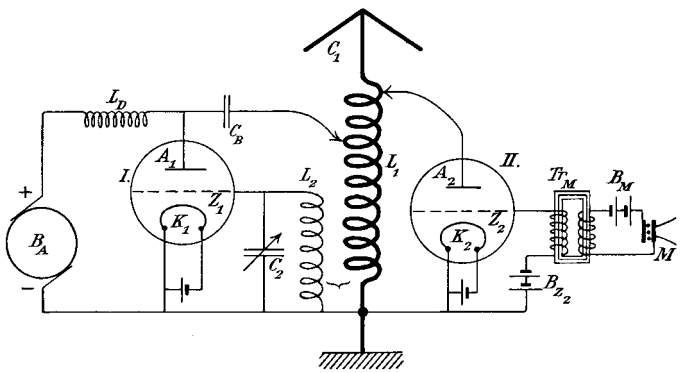

Bild 2.20: Der Telephonie–Sender von Rukop mit Absorptions–Röhre II als Modulator.)

Abhängig von den Arbeitspunkten der Röhren und dem Wert der Kopplungen entstehen bei diesen Senderschaltungen, wo jede Änderung z.B. einer Gitter–Spannung das Zusammenspiel aller Komponenten

[†8]Die Lieben–Röhre hatte eine Gas–Füllung (Hg). Andere Firmen, z.B. Siemens, aber auch ausländische, befaßten sich da schon mit Hochvakuum–Röhren. TFK befaßte sich ab 1914 unter Rukop ebenfalls mit Hochvakuum–Röhren.

beeinflußt, instabile Betriebsbedingungen, wo dann z.B. Amplituden–Sprünge des HF–Signals entstehen können oder aber die Schwingung komplett abreißt. (Daher der Name „Reiß–Diagramm“, bei denen stabile und instabile Arbeitsgebiete zweidimensional als Strom im Schwingkreis in Funktion von der Gitterspannung dargestellt sind.) Hierbei spielen u.a. die Nichtlinearitäten der Röhren eine Rolle.[†9]

Von einer solch einfachen Schaltung kann also keine Stabilität der erzeugten Frequenz erwartet werden. Das war zum damaligen Zeitpunkt auch nicht erforderlich. Eine direkte Amplituden–Modulation eines Oszillators erzeugt stets eine zusätzliche (unerwünschte) Frequenz–Modulation. Mit den damals verfügbaren Empfängern konnte das praktisch nicht nachgewiesen werden und hat daher auch nicht gestört.

2.3.3 Gitter–Gleichstrom–Modulator

Bei der Gitter–Gleichstrom–Modulation dient eine durch die NF–Spannung gesteuerte Röhre als variabler Gitter–Widerstand der Sende–Röhre, Bild 2.22 [10]. Diese Art wurde insbesondere bei einstufigen Sendern angewendet, z.B. beim 2. Sender [von TFK] der im Vox–Haus installiert wurde, Bild 2.21.[6] [17]

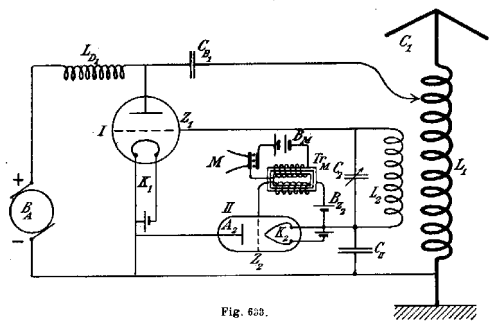

Bild 2.21: Schaltung eines einstufigen Senders mit Gitterstrom–Modulator

Technisch bestand die Schwierigkeit darin, daß die Heizung der Modulationsröhre II bzw.M „hoch“ liegt. Der Aussteuerbereich der Modulationskennlinie ist verhältnismäßig klein, weshalb die maximal erreichbaren Modulationsgrade bei 55% bis 60% lagen. Die Verluste in der Modulations–Röhre betrugen nur wenige % und die Ansteuerleistung ca. 10^{-4} der Trägerleistung.[19]

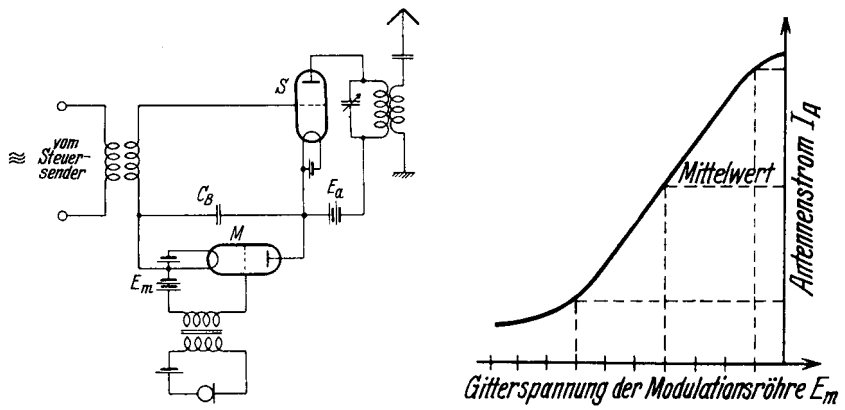

Bild 2.22: Gitterstrom–Modulator: Schaltung und Kennlinien

Noch bis 1930 wurde die Gitter–Gleichstrom–Modulation [in D] allgemein verwendet.[19]

Typisch für viele frühen Sender ist, daß die Hochspannung von einer Gleichstrom–Maschine erzeugt wurde und daß die Heizung mit Hilfe eines Akkumulators (bzw. Gleichstrom–Maschine) erfolgte.

[†9] Eine sorgfältige Entkopplung (und Neutralisation) der einzelnen Stufen hilft diese Probleme zu vermeiden. Spätere Sender haben daher immer einen rückwirkungsfrei angeschalteten Steuersender.

2.4 Mehrstufige Sender

Mehrstufige Sender bestehen aus einem Steuersender und einer oder mehreren HF–Verstärkerstufen. Die Amplituden–Modulation geschieht entweder in der HF–Endstufe oder bereits in einer Vorstufe.

2.4.1 Gitterspannungs–Modulator

Gitterspannungs–Modulation, Bild 2.23, wurde 1937 bei den meisten deutschen Rundfunksendern angewendet. Es ist ein maximaler Modulationsgrad von 70% bis 90% erreichbar. Der Wirkungsgrad eines Senders mit Gitterspannungs–Modulation beträgt ca. 33%.[10]

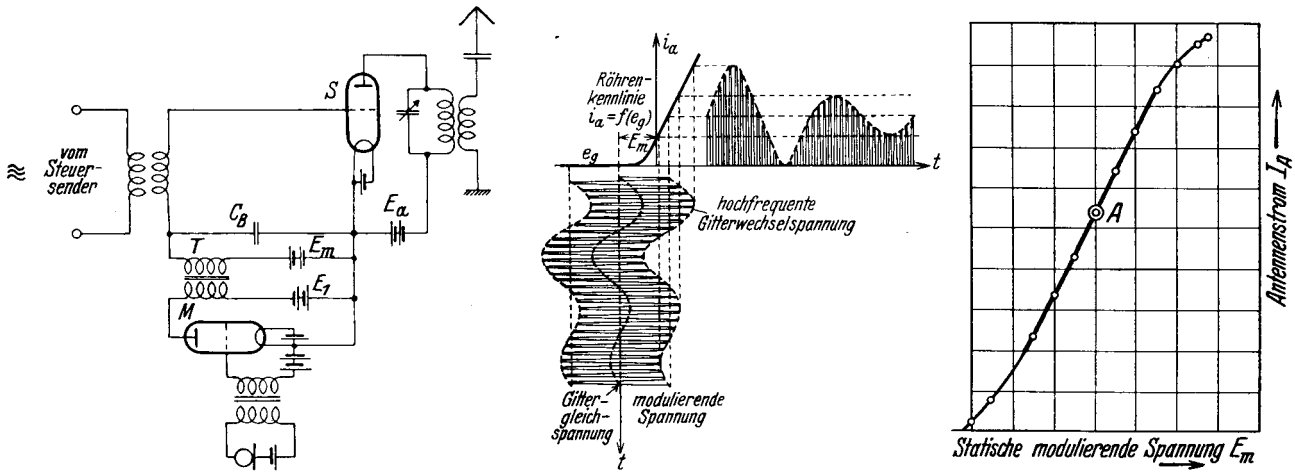

Bild 2.23: Gitterspannungs–Modulator: Schaltung und Kennlinien

Die Krümmung der statischen Modulationskennlinie rührt im unteren Teil von der Krümmung der Röhrenkennlinie her. Im oberen Teil ist die Krümmung durch den in der Sende–Röhre fließenden Gitterstrom bedingt. Der Arbeitspunkt A liegt in der Mitte des geradlinigen Teils.

Idealtypisch für einen Amplituden–Modulator mit Gitterspannungs–Modulation wäre eine „Knick–Kennlinie“ als Röhren–Kennlinie, weil sich damit eine lineare Arbeitskennlinie ergäbe.

2.4.2 Heising–Modulator

Bei der Heising–Modulation [Patent der Fa. Westinghouse] beeinflußt das Nachrichtensignal die Anodenspannung der Sende–Röhre, Bild 2.24. Es ist eine verhältnismäßig einfache Schaltung, die auch schon bei einstufigen (selbsterregten) Sendern angewendet wurde, wie z.B. dem ersten Berliner VOX–Haus Sender (750 kHz), der von Kollegen des RPZ „ohne zusätzliche Kosten“ erstellt wurde.[18]

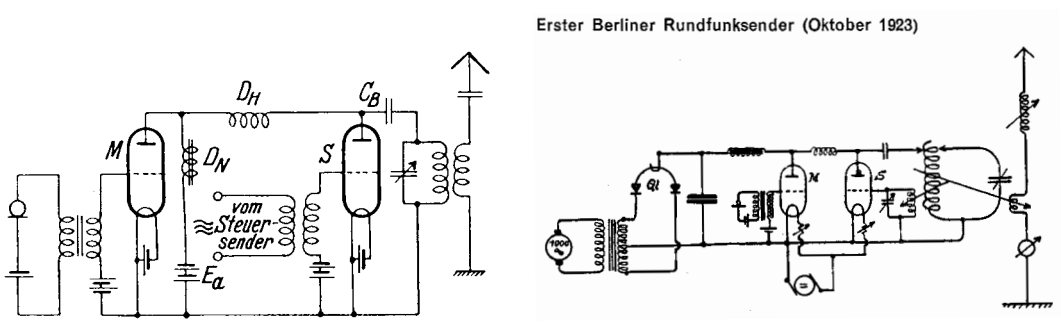

Bild 2.24: Heising–Modulator: Schaltungs–Beispiele

Die Schaltung kommt ohne NF–Transformator aus, benötigt dafür eine NF–Drossel D_N über die auch der Strom für die Senderöhre S fließt. Die HF–Drossel D_H sperrt die HF–Schwingung von der Modulations–Röhre M ab. Da die Modulations–Röhre im A–Betrieb arbeiten muß und die erforderliche NF–Leistung (je nach Modulationsgrad bis zu) ca. 50% der Trägerleistung beträgt, ist der Wirkungsgrad des Senders relativ schlecht. Dafür sind aber die nichtlinearen Verzerrungen der Hüllkurve des modulierten Signals geringer als bei Sendern mit Gitter–Modulation.[10] Beim VOX–Haus Sender konnte auf Anhieb ein Modulationsgrad von 80% erreicht werden. Im Prinzip hätte dieser Sender mehr als ca. 250 W Leistung abgeben können, aber man traute sich nicht, die für die Röhre angegebene maximale Spannung von 4 kV zu überschreiten.[19]

2.4.3 Anoden–B–Modulator

Der geringe Wirkungsgrad des Modulations–Verstärkers wird vermieden, wenn dieser als Gegentakt–Schaltung im B–Betrieb ausgeführt wird. B–Betrieb bedeutet, daß die NF–Röhren mit ganz kleinem Ruhestrom betrieben werden. Durch die Gegentakt–Aussteuerung ergibt sich eine Linearisierung der Arbeitskennlinie des B–Verstärkers, Bild 2.25.[10]

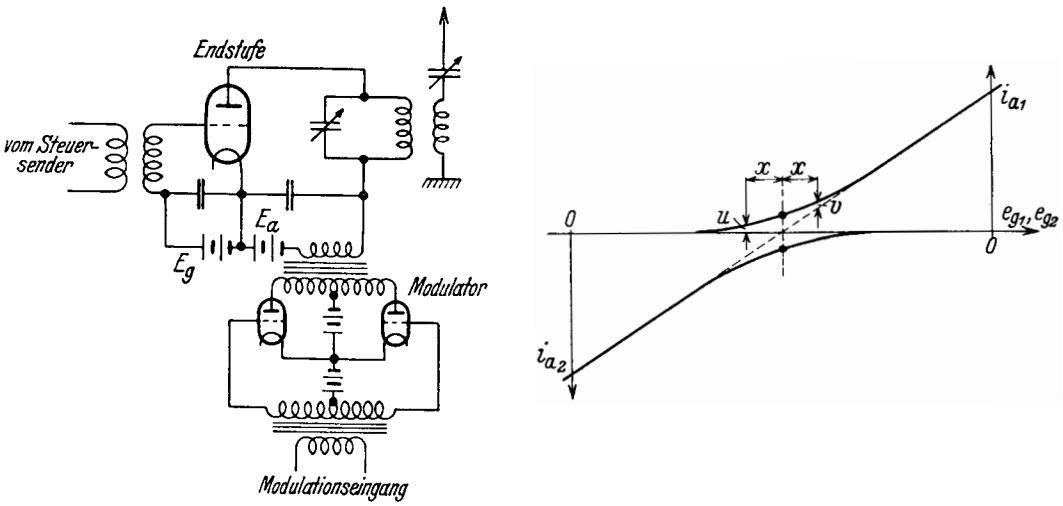

Bild 2.25: Anoden–B–Modulator: Schaltung und Kennlinie

Es ist in der Technik üblich, den Modulations–Verstärker (hier der Gegentakt–B–Verstärker) als Modulator zu bezeichnen. Der eigentliche Modulations–Vorgang, nämlich die Änderung der Hüllkurve der HF–Schwingung proportional zur NF–Schwingung, findet in der HF–Endstufe statt.[†10] Bezogen auf das Blockschaltbild 1.2 (Seite 3) findet somit die Multiplikation von NF–Schwingung und HF–Schwingung in der HF–Endstufe statt.[†11]

Durch die Ankopplung über einen Trafo läßt sich nun auch ein Modulationsgrad von 100% erreichen. 1937 konnte [zumindest in Deutschland] der Anoden–B–Modulator noch nicht für Groß–Sender verwendet werden, weil die Spannungsfestigkeit der Röhren (für Leistungen > 20 kW) noch nicht genügte.[10] Die Anodenspannung, die in Bild 2.25 als „Batterie“ E_a dargestellt ist, beträgt bei einem größeren Sender (von z.B. 100 kW) üblicherweise 12 kV. Bei einer Restspannung der Röhren von 1 kV ist somit die maximale Spannung für einen A–Verstärker (z.B. Heising in Bild 2.24) somit 23 kV. Bei einem Gegentakt–B–Verstärker treten jedoch Spitzen–Spannungen von bis zu 47 kV (!) auf.[†12]

Die Anoden–B–Modulation, die in USA schon vor 1930 angewendet wurde (bei TFK ab 1932), war dann bis Anfang der '60er Jahre der Standard bei AM–Sendern.[19]

[†10] Bei den Sendern größerer Leistung wurden auch für die HF–Endstufe Gegentakt–Schaltungen verwendet, wobei auch noch bis zu 3 Senderöhren jeweils parallelgeschaltet waren. In den '50er Jahren ging man dann wieder zu den Eintakt–Endstufen zurück, weil entspreched große HF–Röhren (HF–Tetroden) verfügbar waren.

[†11] Genauer gesagt ist die HF–Endstufe ein 2–Quadranten–Multiplizierer. Ein solcher 2–Quadranten–Multiplizierer kann nur positive Werte für das NF–Signal verarbeiten, was in der Wirkung dazu führt, daß die HF–Schwingung (Träger) im modulierten HF–Signal enthalten ist. Bei Übermodulation $m > 1$ entsteht der zeitliche Verlauf der modulierten Schwingung gemäß der rechten Seite in Bild 1.6 (Seite 6).

[†12] Bei Spannungen dieser Größenordnung entstehen bereits (weiche) Röntgenstrahlen.

Bild 2.26 zeigt das (vereinfachte) Schaltbild eines fünf–stufigen 1 kW Rundfunksenders mit Anoden–B–Modulator (RCA) aus den '30er Jahren, bei dem auch die HF–Endstufe im Gegentakt ausgeführt ist.[21]

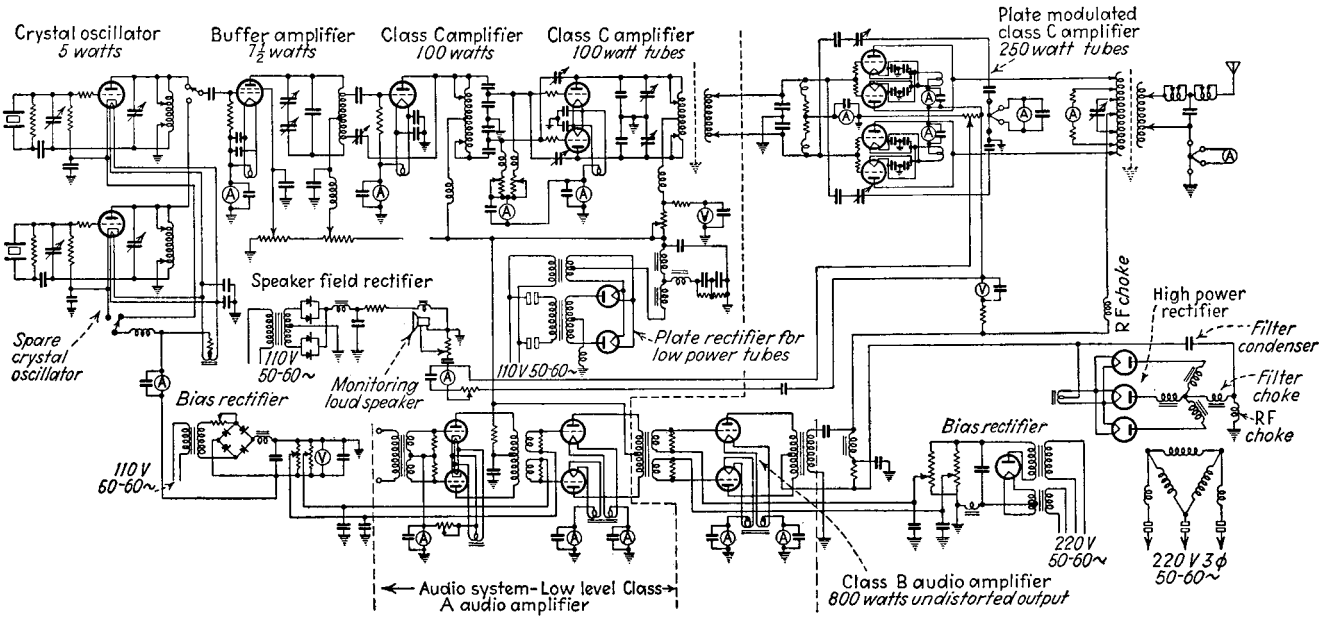

Bild 2.26: Schaltung eines 1 kW Rundfunksenders mit Anoden–B–Modulator (RCA)

2.4.4 Anoden–Modulator mit Serien–Röhre

Da der Heising–Modulator (Parallel–Schaltung von Hf–Röhre und Modulations–Röhre) aufgrund des Patentes von Westinghouse für TFK nicht vermarktbar war, wurde bekanntlich z.B. der 2. VOX–Haus Sender mit Gitter–Gleichstrom–Modulation ausgeführt. Jedoch wurde zur Umgehung des Patentes der Serien–Röhren–Modulator untersucht, Bild 2.27.

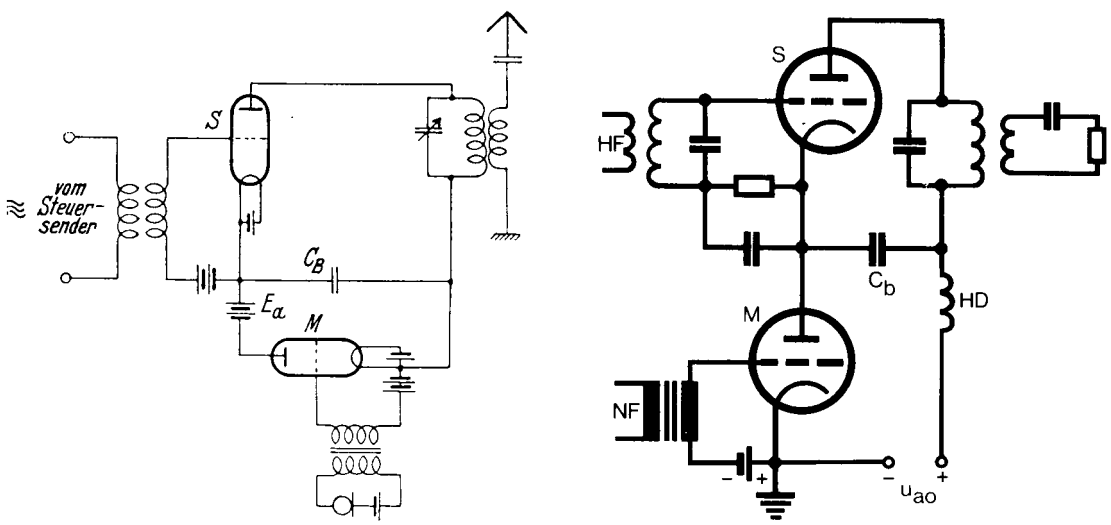

Bild 2.27: Schaltung eines Modulators mit Serien–Röhre

In der Schaltung Bild 2.27 links [10] liegt die Serien–Röhre M auf hohem Potential, während rechts [19] die HF–Röhre S auf hohem Potential liegt. Die Serien–Röhre muß im A–Betreib (linear) arbeiten, weshalb

der Wirkungsgrad entsprechend zum Heising–Modulator ausfällt.

Der Modulator mit Serien–Röhre wurde in dieser Art nicht eingeführt. Erst Ende der ’50er Jahre wurde das Konzept bei TFK wieder aufgegriffen, diesmal aber mit einem PDM (Puls–Dauer–Modulation) Modulations–Verstärker statt der Serien–Röhre und daher mit großem Wirkungsgrad.

2.4.5 Vorstufen–Modulator

Die Vorstufen–Modulation wurde aus mehreren Gründen angewendet.

Ersparnis beim NF–Verstärker Wird in der Vorstufe moduliert, benötigt der Modulations–Verstärker nur eine geringere Leistung. In Bild 2.28 ist ein 50 kW Rundfunksender der Western Electric aus den ’30er Jahren gezeigt, der Vorstufen–Modulation anwendet.

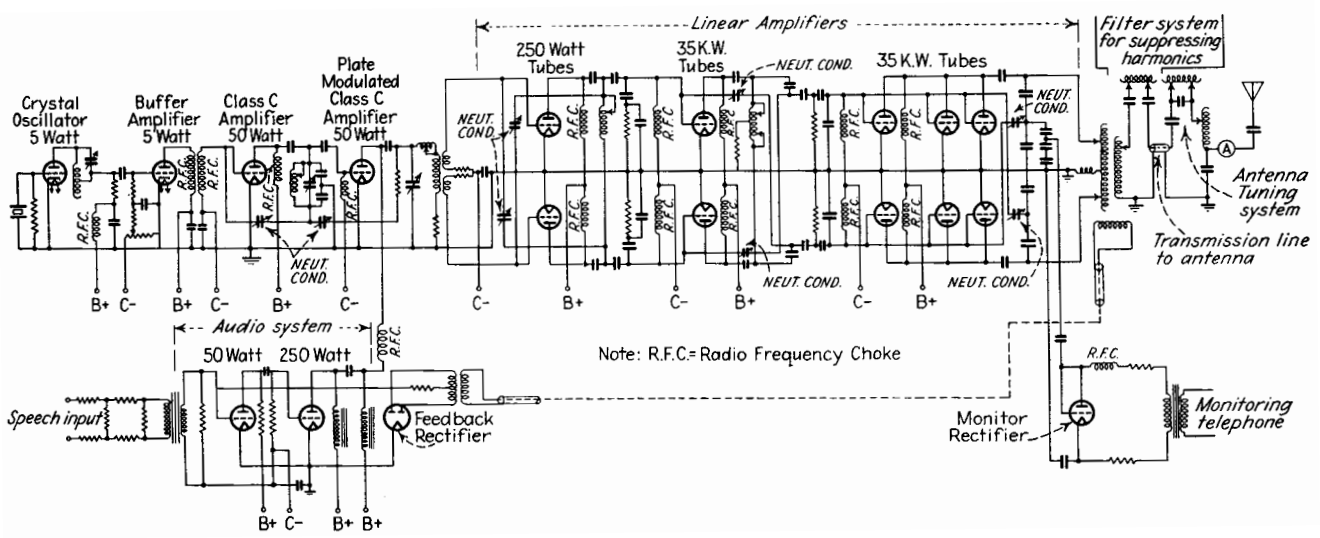

Bild 2.28: Schaltung eines 50 kW Rundfunksenders mit Vorstufen–Modulator (WE)

Der HF–Leistungs–Verstärker muß das AM modulierte Signal linear verstärken. Die HF–Verstärkerstufen können dabei im C–Betrieb arbeiten, weil die Schwingkreise an der Anode die Zeitabschnitte ohne Stromfluß „interpolieren“ — oder im Spektrum betrachtet, nur die Spektralanteile in der Nähe der Trägerfrequenz übertragen und diejenigen auf den Vielfachen der Trägerfrequenz sperren.

Erhöhung des Modulationsgrades Mit dem Gitter–Gleichstrom–Modulator z.B. konnte nur ein geringer Modulationsgrad erreicht werden. Hier war es möglich, durch Vorstufen–Modulation den Modulationsgrad zu erhöhen, Bild 2.29.[16]

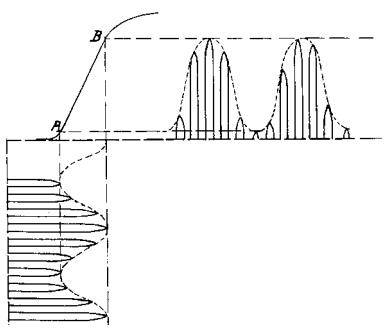

Bild 2.29: Erhöhung des Modulationsgrad durch Vorstufen–Modulation

Mit–Modulation der Vorstufe Um einen Modulationsgrad von $\approx 100\%$ zu erreichen, wird auch bei den Sendern, die in der HF–Endstufe moduliert werden, eine sogenannte Mit–Modulation in der HF–Vorstufe angewendet. Insbesondere ist es schwierig, den bei 100% erforderlichen Wert von 0 zu erreichen, weil HF–Energie aus der Vorstufe durchgespeist wird, wenn diese nicht ebenfalle moduliert wird.

2.5 Trägersteuerung

2.5.1 Leistung der AM

Für Cos–förmiges Nachrichtensignal ergeben sich im Zeit– und Frequenz–Bereich die Verhältnisse gemäß Bild 2.30. Man muß dabei unterscheiden zwischen der *momentanen* Leistung und der *mittleren* Leistung. Beide Werte sind bei der Dimensionierung der Senderendstufe zu berücksichtigen. Bezogen wird auf die Träger–Leistung P_C.

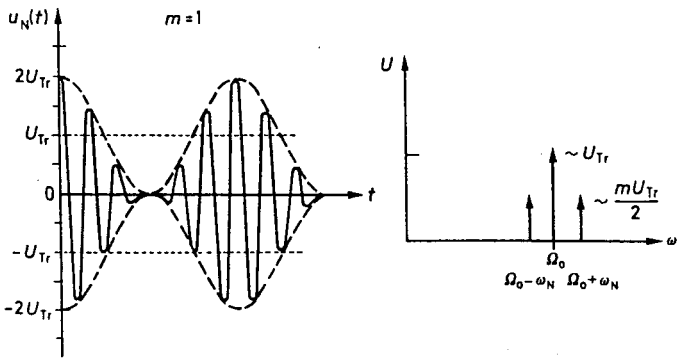

Bild 2.30: Zur momentanen und mittleren Leistung der AM

Die momentane Leistung entnimmt man dem Zeitverlauf der AM. Sie schwankt zwischen einem maximalen und einem minimalen Wert, der vom Modulationsgrad m abhängt. Für die Dimensionierung ist der maximale Wert der Leistung maßgeblich.

$$P_{\max}(m) \sim [(1+m)\hat{U}_C]^2 \rightsquigarrow P_{\max}(m) = (1+m)^2 \cdot P_C \tag{2.1}$$

Für $m = 1$ ergibt sich die Spitzen–Leistung P_{sp}

$$\boxed{P_{\text{sp}} = P_{\max}(1) \sim 4 \cdot \hat{U}_C^2 \rightsquigarrow P_{\text{sp}} = 4P_C \qquad \textbf{AM Spitzen–Leistung}} \tag{2.2}$$

Würde die Spitzenleistung überschritten, könnte der Sender beschädigt werden. Daher besteht auch senderseitig ein wichtiger Grund um Übermodulation $m > 1$ zu vermeiden.

Die mittlere Leistung $\overline{P}$ kann man nach dem *Parseval'schen Theorem* der Spektralverteilung entnehmen.

$$\overline{P}(m) \sim (1 + \frac{m^2}{2})\hat{U}_C^2 \rightsquigarrow \overline{P}(m) = (1 + \frac{m^2}{2})P_C \tag{2.3}$$

Für $m = 1$ ergibt sich ein Maximalwert der mittleren Leistung zu

$$\boxed{\overline{P}_{\max} \sim \frac{3}{2}\hat{U}_C^2 \rightsquigarrow \overline{P}_{\max} = 1,5 \cdot P_C \qquad \textbf{maximale mittlere Leistung der AM}} \tag{2.4}$$

Damit wird das Verhältnis von Spitzenleistung zu maximaler mittlerer Leistung

$$\frac{P_{\text{sp}}}{\overline{P}_{\max}} = \frac{8}{3} = 2,666\cdots \tag{2.5}$$

Dies bedeutet einen maximalen Crestfaktor $C_{F_{\max}}$ der AM, definiert als das Verhältnis von Spitzenwert zu Effektivwert der Spannung, von

$$C_{F_{\max}} = \frac{\sqrt{P_{\rm sp}}}{\sqrt{\overline{P}_{\max}}} = \frac{2 \cdot \hat{U}_C}{\sqrt{3/2} \cdot \hat{U}_C} = \sqrt{\frac{8}{3}} = 1,633 \rightsquigarrow 4,26\text{dB} \qquad \textbf{Crestfaktor der AM } (m = 1) \tag{2.6}$$

Aus der Spektralverteilung sieht man zudem, wie sich die mittlere Leistung auf die Träger–Leistung und die Seitenband–Leistung aufteilt.

In den Seitenbändern steckt die Information. Die betreffende Leistung ($P_{\rm SB} = \frac{m^2}{2} \cdot P_C$) muß vom Modulations–Verstärker aufgebracht und der Senderendstufe (dem eigentlichen Modulator im engeren Sinne) zur Verfügung gestellt werden, also maximal ($m = 1$) somit die halbe Trägerleistung $P_{\rm SB} = \frac{1}{2} \cdot P_C$.

Im Träger steckt eine viel größere Leistung ($P_C \sim \hat{U}_C^2$) als in den Seitenbändern. Für das Verhältnis von Träger–Leistung zu Seitenband–Leistung folgt in Abhängigkeit vom Modulationsgrad:

$$\frac{\overline{P}_C}{\overline{P}_{\rm SB}} = \frac{2}{m^2} \geq 2 \quad \rightsquigarrow \quad \frac{\textbf{Träger–Leistung}}{\textbf{Seitenband–Leistung}} \geq 2 \tag{2.7}$$

Bei AM steckt somit **maximal 1/3 der gesamten abgestrahlten Leistung in den Seitenbändern**, Bild 2.31. Bei einem mittleren Modulationsgrad $\overline{m} = 30\%$ beträgt die Seitenband–Leistung nur wenige % der Träger–Leistung. Auch aus diesem Grunde wird senderseitig das NF–Signal komprimiert, so daß sich $\overline{m}$ vergrößert.

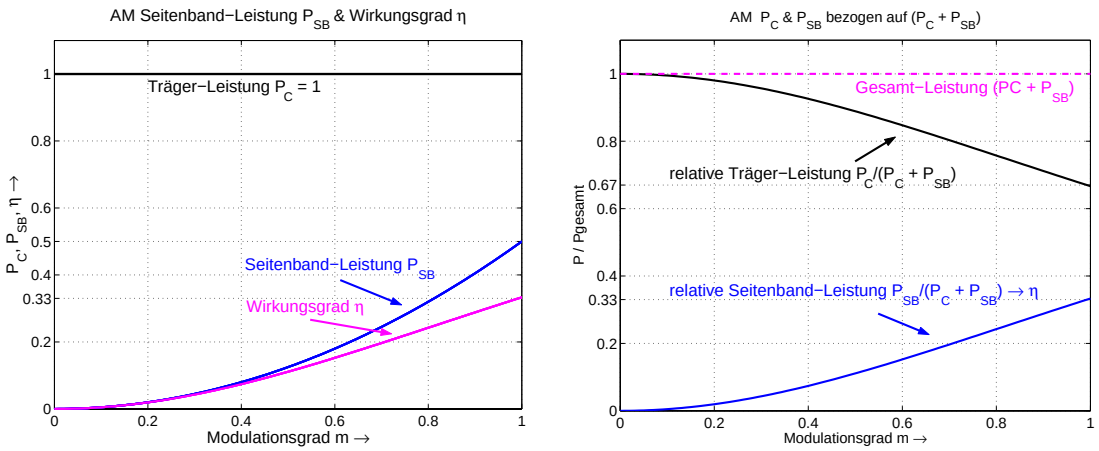

Bild 2.31: Seitenband–, Träger–Leistung und Wirkungsgrad der AM, absolut und bezogen auf die (gesamte) abgestrahlte Leistung als Funktion des Modulationsgrades m (normierte Darstellung)

Die abgestrahlte Trägerleistung trägt nichts zur Informationsübertragung bei. Für die *Informationsübertragung* ist diese Leistung nutzlos. Die Trägerleistung muß jedoch für AM zur Verfügung gestellt werden, da man bei der AM (aus Gründen der Kompatibilität) die Hüllkurven–Demodulation anwendet. Der Betrieb von AM–Sendern ist daher unnötig teuer. Im AM–Empfänger wird jedoch die Größe des Trägers für eine Verstärkungsregelung (*Schwund–Regelung*) und zur „Feldstärke–Anzeige“ genutzt[†13].

2.5.2 Modulator mit Träger–Steuerung

Aufgrund der Leistungs–Verteilung zwischen Träger und Seitenbändern liegt es nahe, den Träger mit Hilfe einer Regelschaltung immer nur gerade so groß zu machen, daß (fast) unabhängig von der Amplitude der NF–Spannung immer ein recht großer Modulationsgrad entsteht, Bild 2.32.[21] Bei leisen Passagen kann man also die Amplitude des Trägers absenken und spart an der für die Informationsübertragung nutzlosen Trägerleistung. Das führt dann auf eine beachtliche Reduzierung der Betriebskosten für einen Sender.

Einen entsprechenden Vorschlag machten 1935 die Herren Dr. Harbich (RPM), Prof. Pungs (TU Braunschweig) und Dr. Gerth (Lorenz), der unter dem Namen HAPUG bekannt wurde.[20] Etwa zeitgleich befaßte man sich dann auch in USA mit dieser Themenstellung, angeregt durch Veröffentlichungen in Amateurfunk–Zeitschriften.[21]

[†13] Bei Röhrenempfängern erfolgte diese Anzeige mit Hilfe eines (grün leuchtenden) *magischen Auges*.

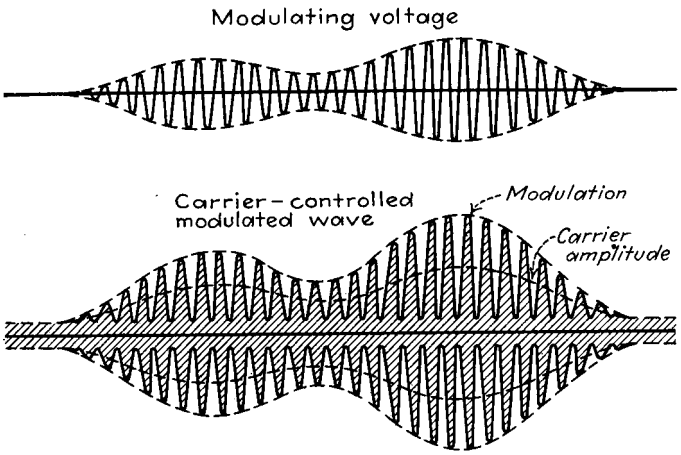

Bild 2.32: Änderung der Träger–Amplitude proportional zur NF–Amplitude.

Von Lorenz wurden die Untersuchungen mit dem Ziel der Optimierung der Parameter i.w. am Drossel–modulierten Sender Witzleben durchgeführt. Über die Größe der in den Sprechpausen zulässigen Trägerabsenkung konnten keine eindeutigen Werte angegeben werden. Zwar brachte eine Trägerabsenkung bis auf Null bei den damals noch weit verbreiteten Geradeaus–Empfängern ohne Schwundregelung brauchbare Ergebnisse, weil dann auch das bei vorhandenem Träger stets zu hörende leichte Rauschen verschwand. Jedoch reagierten die Empfänger mit Schwundregelung gerade entgegengesetzt, weil bei schwächerem Träger die Verstärkung zunimmt und damit Rauschen und Störgeräusche lauter zu hören sind. Ein weiterer Problempunkt waren die Zeitkonstanten, mit denen die Trägersteuerung erfolgte. Insbesondere führten ein rascher Anstieg des Pegels der NF auf Verzerrungen.[22] Schließlich bestand das Konzept der Vermarktung darin, ein Hapug–Zusatzgerät für alle damals verwendeten Modulationsverfahren (s.o.) zur Verfügung zu stellen, was aber auf unterschiedliche Problemstellungen führte.

Die Modulationsverzerrungen führten schließlich dazu, daß sich die Träger–Steuerung zu dieser Zeit nicht durchsetzen konnte. Eine technisch befriedigende Lösung wurde erst Ende der '70er Jahre im Zusammenhang mit getakteten Modulationsverstärkern gefunden.

2.6 Doherty–Modulator

Der Modulator nach Doherty (1936) verwendet 2 Sender–Endstufen in B– bzw. C–Betrieb, die auf der HF–Seite über 90^0 Netzwerke zusammengeschaltet werden, Bild 2.33.[23]

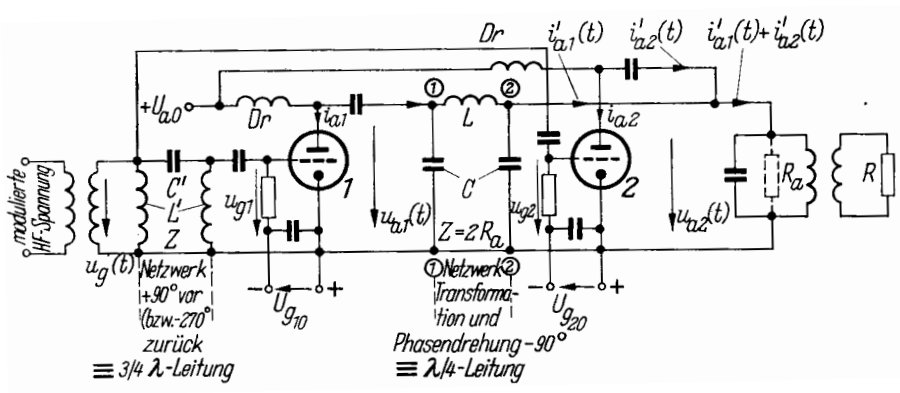

Bild 2.33: Prinzipschaltbild Doherty–Modulator.

Die in der Schaltung auftretenden Spannungen und Ströme sind in Bild 2.34 dargestellt. Bei kleinen Amplituden des bereits modulierten HF–Signals ist nur die im B–Betrieb arbeitende Röhre 1 in Betreib,

während Röhre 2 gesperrt ist. Übersteigt das Ansteuersignal den Wert, der auf den Wert das Trägersignals führt, wird nun zusätzlich die Röhre 2 angesteuert (C–Betrieb).

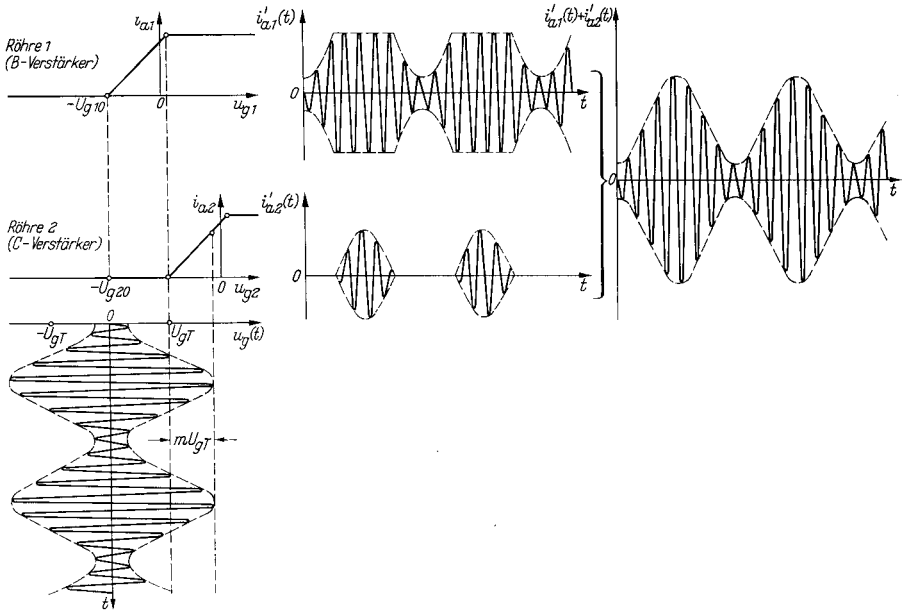

Bild 2.34: Die Signale (Spannungen & Ströme beim Doherty–Modulator.

Die Aufgabe der beiden 90^0 Netzwerke[†14] besteht darin, den Lastwiderstand R_a für die Schaltung richtig anzupassen. Arbeitet nur Röhre 1 „sieht“ diese $4R_a$; arbeiten beide Röhren „sieht“ jede $4R_a$, so daß bei voller Aussteuerung beide gleichmäßig belastet sind. Der erreichbare Wirkungsgrad liegt bei 65%.[23]

Sender mit Doherty–Modulatoren waren in USA verbreitet. Dort bestand nie die Anforderung, daß ein MW–Sender im geamten Band (522 – 1605 KHz) abstimmbar sein mußte, eine Anforderung, die mit 90^0 Netzwerken kaum zu erfüllen ist. In D hatte nur der SWF zwei davon (Bodensee– & Rheinsender).[†15]

2.7 Chireix–Modulator

Beim Modulator nach Chireix (1935) wird die Amplituden–Modulation (AM) aus 2 um $\pm 90^0$ gegen die Phase des AM–Trägers gedrehten Phasen–Modulationen (PM) zusammengesetzt. Ein Blockschaltbild und das zugehörige Zeigerdiagramm ist in Bild 2.35 dargestellt.[24]

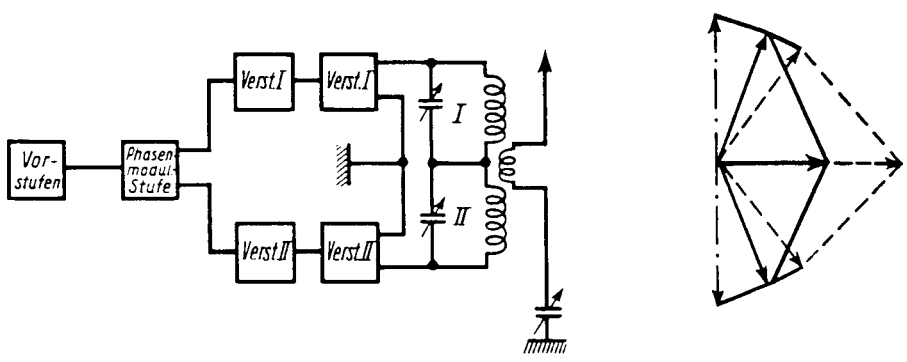

Bild 2.35: Blockschaltbild und Zeigerdiagramm beim Chireix–Modulator. Die AM–Schwingung wird aus 2 Phasenmodulationen zusammengesetzt.

[†14] Entspricht einer Impedanz–Transformation mit $(2n+1)\lambda/4$ Leitungen.

[†15] Z.Z. wird der Doherty–Modulator wegen seines guten Wirkungsgrades auf seine Anwendbarkeit bei WLAN usw. untersucht.

Für den Fall, daß eine „echte“ Phasenmodulation verwendet wird, hat diese bekanntlich eine konstante Amplitude, so daß die Verstärker in den beiden Zweigen im C–Betrieb mit hohem Wirkungsgrad betrieben werden können.

Ersatzweise behalf man sich mit einer Doppelseitenband Modulation (DSB) und drehte dieses Signal um $\pm 90^0$, [†16] Bild 2.36.[21]

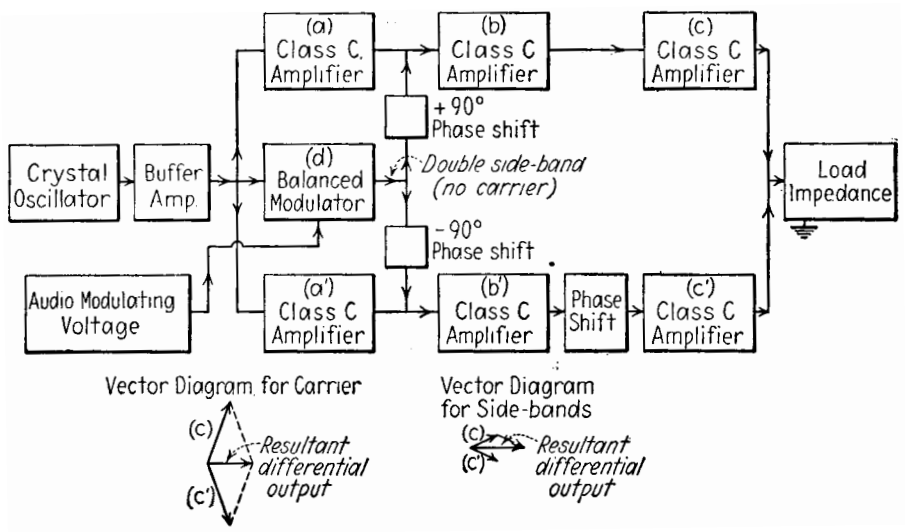

Bild 2.36: Blockschaltbild eines Chireix–Modulators. Statt einer Phasen–Modulation wird eine Doppel–Seitenband Modulation erzeugt und diese um $\pm 90^0$ gedreht.

Eine DSB hat eine Hüllkurve, die linear vom NF–Signal abhängt. Dafür hat sie eine Bandbreite, die identisch ist mit der einer entsprechenden AM. Wenn beim Durchgang durch einen Klasse C–Verstärker die Hüllkurvenschwankungen abgeschnitten werden, vergrößert sich dadurch die Bandbreite des Signals erheblich und es entstehen nichtlineare Verzerrungen bezüglich der Modulation. Am Summenpunkt zur Last hin müssen sich die beiden Phasen–Modulationen so weit kompensieren, daß

1. eine saubere AM übrig bleibt und
2. die Spektralanteile der PM außerhalb des Kanals sich so vollständig kompensieren, daß die resultierende Außerbandstrahlung unterhalb der vorgeschriebenen Spektrums–Maske bleibt.

   Eine solche Kompensation gelingt technisch oft nur sehr schwer, da die beiden Zweige hierfür absolut gleiche Übertragungs–Eigenschaften haben müssten. Deren Unterschied bestimmt die Größe des erreichbaren Schulterabstandes im Spektrum.

Einige Chireix–Sender hoher Leistung waren in Frankreich in Betrieb.[†17]

3 Sender mit hohem Wirkungsgrad

In der Zeit des „kalten Krieges“ wurden die Leistungen P_{RF} der Sender immer weiter verstärkt, so daß 500 bis 600 kW Strahlungsleistung üblich wurden und einzelne Sender selbst mit Leistungen zwischen 1 bis 2 MW aufwarteten. Eine Faustregel besagt, daß die Kosten der Anlage K_A annähernd proportional zur Wurzel aus der Sendeleistung steigen $K_A \sim \sqrt{P_{RF}}$, während die Kosten für den Strom K_I direkt proportional zur Sendeleistung zunehmen $K_I \sim P_{RF}$.[19] Daher wurde der Wirkungsgrad eines Senders immer wichtiger.

In der HF–Endstufe konnte der Wirkungsgrad dadurch verbessert werden, daß durch Hinzufügung eines Schwingkreises mit der 3–fachen Resonanz–Frequenz der Verlauf der HF–Spannung dem rechteckigen Verlauf $\sqcap$ einer ideal geschalteten Spannung angenähert wurde, 3–f Zusatz, Bild 3.1.[19]

[†16] Gleichartige Schaltungen fanden anfänglich auch bei Sendern für UKW FM Anwendung.

[†17] In den '90er Jahren hat eine französische Senderbaufirma dieses Konzept für ihre transistorisierten Modulsender (als Ampliphasen–Modulation) wieder aufgegriffen, scheiterte damit aber schließlich an den unzulässig hohen Außerbandstrahlungen dieser Sendertypen.

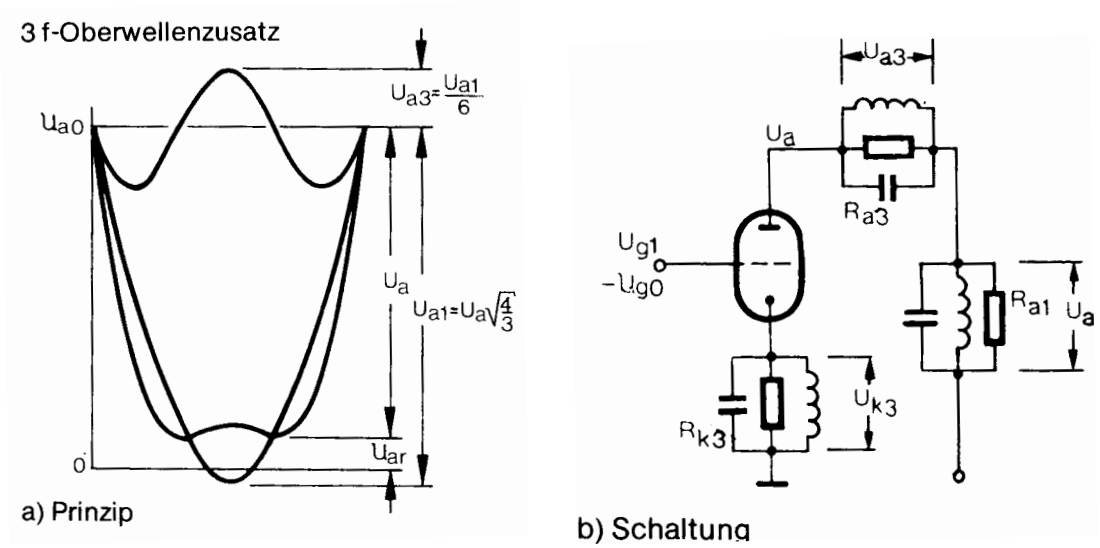

Bild 3.1: Wirkungweise und prinzipielle Schaltung des 3–f Zusatzes in der Sender–Endstufe

3.1 Geschaltete Modulatoren

Eine weitere wesentliche Erhöhung des Wirkungsgrades zeichnete sich ab, als der Anoden–B–Modulator durch einen Schaltmodulator ersetzt wurde. Im Grunde handelt es sich bei der Art des Modulators um das schon früher bekannte Prinzip des Modulators mit „Serien–Röhre“, Bild 2.27 (Seite 18), allerdings mit dem Unterschied, daß diese linear arbeitende Serien–Röhre nun durch einen Schalter ersetzt wurde. Zusammen mit einem Filter, das die Schaltflanken wieder beseitigt, wirkt die Anordnung wie ein linearer Verstärker, aber mit einem sehr hohen Wirkungsgrad, Bild 3.2.[25]

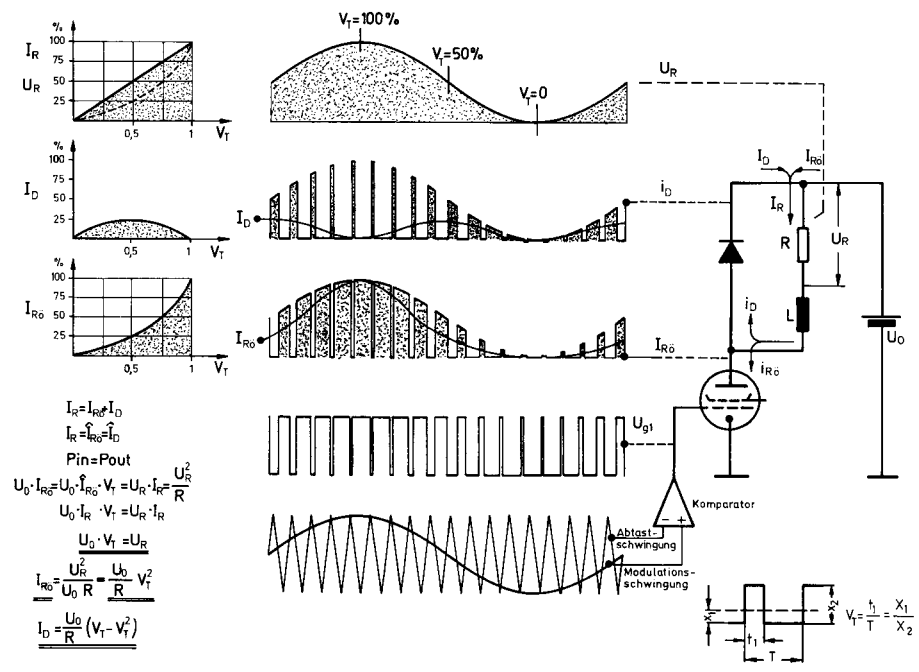

Bild 3.2: Prinzipielle Wirkungsweise des PDM Schaltmodulators. Der Widerstand R stellt die Last durch die Sender–Endstufe dar.

Das NF–Signal wird in einem Komparator mit einer sägezahnförmigen Abtastschwingung verglichen. Die Ausgangsspannung des Komparators U_{g1} ist positiv, wenn die NF–Spannung größer als die Abtast-

schwingung ist; im anderen Fall ist sie negativ. Die PDM–Röhre wird dadurch durchgeschaltet bzw. gesperrt.

Zur Filterung der Schaltflanken dient die Speicher–Spule L. Ein Strom, der durch eine Spule fließt, läßt sich nicht einfach abschalten, sondern fließt weiter.[‡1] Dafür ist die „Freilauf–Diode“ da. Die beiden Teil–Ströme $I_{Rö}$ und I_D ergänzen sich so zu dem kontinuierlichen Strom I_R durch den Lastwiderstand R (Sender–Endstufe).

3.1.1 System Telefunken: PANTEL

Die Grundschaltung des PDM–Modulators, Bild 3.2, hat den Nachteil, daß die HF–Endstufe potentialmäßig hoch liegt. Alternativ kann auch die Schaltröhre potentialmäßig hoch gelegt werden. Da dann aber auch die Speicher–Spule L hoch liegen muß, ergeben sich unerwünschte Verkopplungen so daß die Qualitätswerte nicht mehr einzuhalten sind. Diese störenden Einflüsse lassen sich dadurch minimieren, daß die Speicherspule aus 2 gegen einander isolierten, jedoch magnetisch eng gekoppelten Einzelspulen realisiert wird, Bild 3.3[‡2]. Die AM–Sender dieser Bauart hatten nur noch 2 gleiche Röhren in der Endstufe und im Modulator, sowie eine (kleinere) Treiber–Röhre für die HF. Alle anderen Stufen waren mit Halbleitern bestückt.[25]

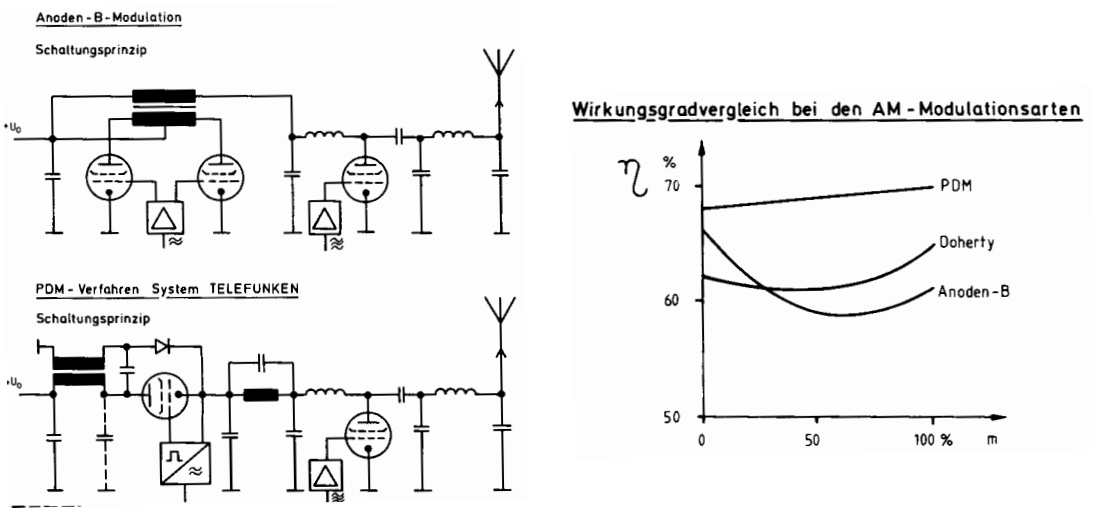

Bild 3.3: Prinzipielle Schaltung eines Anoden–B–Modulators und eines PANTEL Modulators (links); Wirkungsgrade der Modulator–Typen (rechts)

Ein großer Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß durch die Veränerung der Gitter–Gleichspannung der Schaltröhre die abgestrahlte HF–Leistung auf einfache Weise veränderbar ist. Dies führte im weiteren Verlauf auf die durch das NF–Signal gesteuerte Modulation, die dynamische Amplituden–Modulation (DAM). Diese ist heute bei AM–Sendern allgemein üblich, da hierbei Strom gespart wird.

3.1.2 System Marconi

Marconi hat ebenfalls einen PDM–Modulator entwickelt, der gewisse Ähnlichkeit mit einer eisenlosen Endstufe hat, Bild 3.4.[26] Die Gleichspannung der HF–Endstufe wird über eine Drossel (*modulation reactor*) eingespeist. Der Modulator speist die NF über einen Kondensator (*modulation blocking capacitor*) parallel dazu ein.[‡3] Allerdings muß die Spannung E_1 ebenfalls (mindestens) doppelt so hoch sein wie die Spannung E_3 zur Versorgung der HF–Endstufe. Die Schaltung hat den Vorteil, daß 100% Modulation einfach erreicht werden kann.

Nachteilig gegenüber dem PDM–Modulator in Serie zur Endstufe ist, daß hier keine Möglichkeit für DAM vorgesehen ist.

[‡1] Hat der Strom keine Möglichkeit weiter zu fließen, entsteht eine hohe Induktions–Spannung. Angewendet wird dieser Effekt z.B. bei der Zündspule im Auto.

[‡2] (PAnTel: **P**uls **AN**ode **TEL**efunken)

[‡3] Im Prinzip kann dies als Weiterentwicklung der Heising–Modulation angesehen werden.

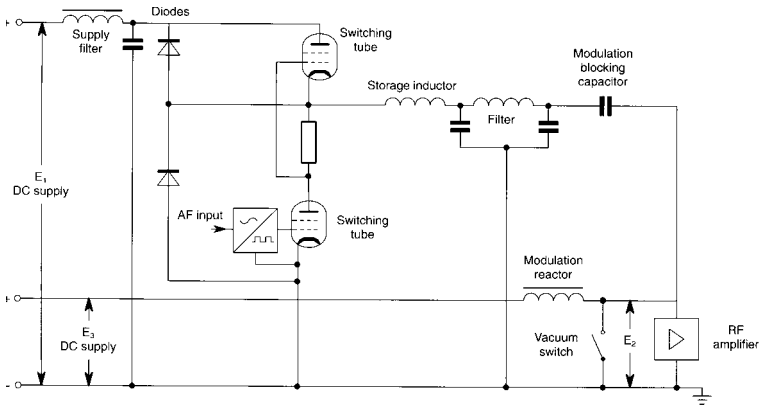

Bild 3.4: Prinzipschaltung des PDM–Modulators von Marconi

3.1.3 Geschaltetes Netzteil

Eine weitere Möglichkeit für einen Schalt–Modulator stellt ein geschaltetes Netzteil dar, bei dem je nach Größe des NF–Signals unterschiedlich hohe Spannungen abgegriffen werden, Bild 3.5. Es handelt sich hierbei um eine Puls–Stufen–Modulation (PSM *pulse step modulation*). Im Prinzip hat das Ähnlichkeit mit einem DAC (*digital to analog converter*), dessen Ausgangssignal bekanntlich ebenfalls gestuft ist.[‡4]

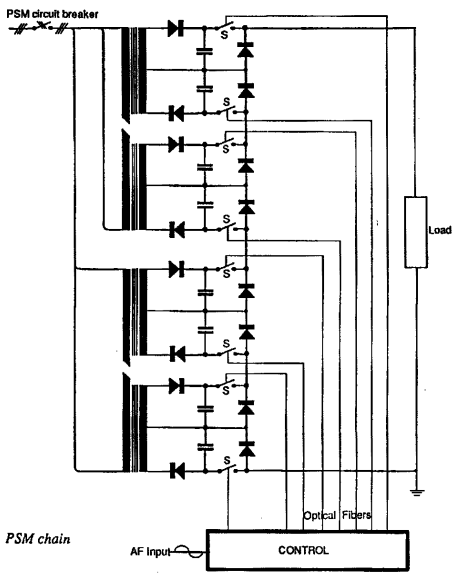

Bild 3.5: Prinzipschaltung des PSM–Modulators: geschaltetes Netzteil

Die Stufung erfolgt hier mit wenigen Stufen, so daß die Stufen recht groß sind. Zur Interpolation werden die Ein– bzw. Ausschalt–Zeitpunkte für die elektronischen Schalter S so gewählt, daß in Zusammenarbeit mit den Freilauf–Dioden wieder ein konstanter Signalstrom durch die Last fließt. Da die Interpolation eine PDM darstellt, handelt es sich de facto um einen PSM/PDM–Modulator.[‡5] Vor der Sender–Endstufe muß auch hier noch ein Filter (nicht gezeichnet) sein um Störungen, wie z.B. Spektralanteile auf der Vielfachen der Taktfrequenz oder auch Glitches zu beseitigen. Als Schalter werden Thyristoren bzw. GTO's verwendet.[‡6]

[‡4] Gemäß der Bit–Auflösung, z.B. 16 Bit, was 65536 Stufen ergibt.

[‡5] Theoretisch könnte man sich auch eine entsprechend hohe Abtastfrequenz vorstellen (Überabtastung, *oversampling*). Das ist jedoch mit GTO's nicht möglich, weil die zu langsam ausschalten.

[‡6] Die GTO's (Schalter) und die Freilaufdioden sind auf Blechen aus Al montiert, was diesem Modulator–Typ den Namen „Kuchenblech–Modulator" eingebracht hat, aber eine preiswerte Lösung darstellt.

4 Halbleiter–Sender in Modulbauweise

Sender für Lang– und Mittelwelle werden nur noch als reine Halbleiter–Sender in Modulbauweise gefertigt. Dadurch konnte erneut der Wirkungsgrad gesteigert werden. Diese Sender werden i.a. für eine feste (koordinierte) Frequenz hergestellt.

Im Unterschied dazu haben die Sender für Kurzwelle immer noch eine Röhre in der HF–Endstufe und meist eine weitere in der HF–Treiberstufe. KW–Sender müssen sich infolge der stark schwankenden Ausbreitungsbedingungen für die Kurzwelle im gesamten Bereich zwischen ca. 3,9 MHz und 21 MHz durchstimmen lassen. Dies erfordert, daß nicht nur der Ausgangskreis der HF–Endstufe, sondern auch deren Eingangskreis abgestimmt werden muß. Mit Röhren ist das gut möglich, weil deren Eigangskapazitäten C_{gk} vergleichsweise gering sind. Dagegen sind die entsprechenden Eingangskapazitäten C_{gs} der MOS Transistoren bei Halbleiter–Endstufen sehr groß, weshalb diese sich hier nicht durchsetzen konnten.

4.1 Die $\mathcal{H}$–Brücke

Die $\mathcal{H}$–Brücken sind eine spezielle Form des Klasse D Verstärkers. Eine $\mathcal{H}$–Brücke ist eine Anordnung von Transistoren und einem Ferrit–Auskoppel–Trafo (Ringkern–Trafo: RT) in der topologischen Form eines Buchstabens H, Bild 4.1

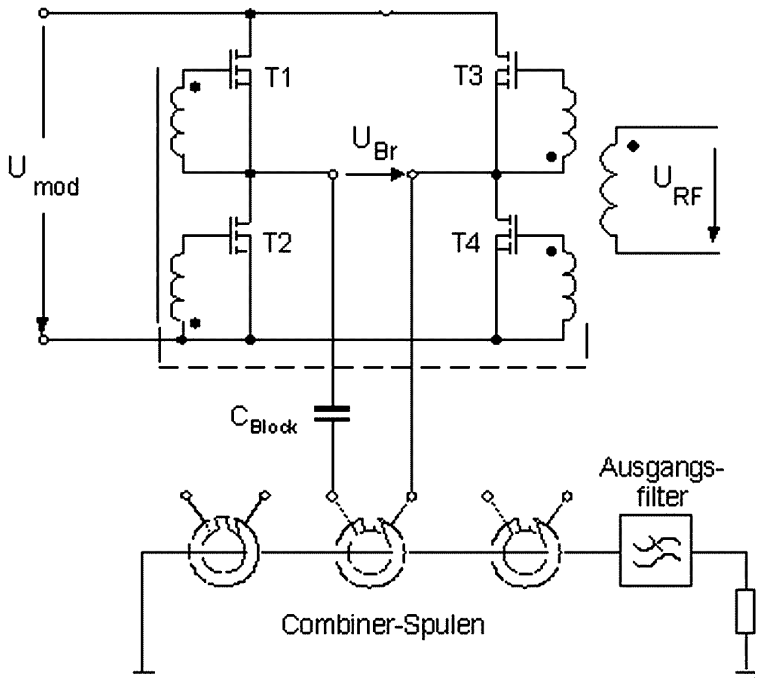

Bild 4.1: $\mathcal{H}$–Brücke mit Combiner; Die Versorgungs–Spannung der Brücke wird durch das Nachrichtensignal gesteuert.

Die Transistoren T_1 bis T_4 werden durch die HF Ansteuerung[§1] „über Kreuz“ eingeschaltet und zwar T_1 und T_4 abwechselnd mit T_2 und T_3. Dadurch entsteht in der Diagonale eine mäanderförmige (rechteckförmige) Spannung. Das Tastverhältnis sollte dabei exakt 1:1 sein. In der Praxis können sich kleine Abweichungen davon ergeben. Damit dadurch kein Gleichstrom fließen kann, ist ein Blockkondensator C_{Block} in Serie zu der Primärwindung des Auskoppeltrafos gelegt[§2].

Das nachgeschaltete Filter muß so ausgelegt werden, daß nur die Grundschwingung des Stromes entstehen kann, die cosinusförmig ist und die Frequenz Ω_C der Trägerschwingung hat[§3]. Die abgegebene Leistung entsteht dadurch nur auf der Frequenz Ω_C. Der Wirkungsgrad liegt bei über 95%.

[§1] HF wird im angelsächsischen mit RF (radio frequency) bezeichnet. Die Frequenz ist Ω_C.
[§2] Ohne den Blockkondensator C_{Block} würde der Ringkern vormagnetisiert werden und der Wirkungsgrad der Brücke nähme ab.
[§3] Im einfachsten Fall wäre das ein Serien–Resonanzkreis.

4.1.1 Erzeugung großer HF Leistungen

Im Frequenzbereich 150 KHz — 1,6 MHz lassen sich mit einer einzelnen $\mathcal{H}$–Brücke bis zu ca. 1,5 KW HF Leistung erzielen. Werden größere Leistungen benötigt, müssen entsprechend viele $\mathcal{H}$–Brücken zusammengeschaltet werden. Häufig wird eine Serienschaltung der Sekundärwicklungen der Ringkern–Trafos (Combiner–Spulen) realisiert. Die Sekundärwicklung wird dann als Kupferrohr ausgelegt, das durch die Ringkern–Trafos hindurchgeführt ist. In einem solchen Fall hat die Sekundärspule nur eine Windung, wodurch die sekundäre Impedanz entsprechend klein wird. Mehrere Sekundär–Windungen — und damit höhere Impedanzen — lassen sich dadurch erreichen, daß das Rohr in 2 oder 4 Teile der Länge nach aufgeschnitten wird und diese dann entsprechend so mit einander verbunden werden, daß 2 bzw. 4 Sekundärwindungen entstehen.

4.1.2 PDM–Module

Transradio (früher Telefunken Sendertechnik) baut $\mathcal{H}$–Module jeweils mit PDM–Modulator,[§4] Bild 4.2. Im Sender–Gestell, in das die Module geschoben werden, sitzen hinten die (blauen) Ringkerne des Combiners, Bild 4.3. Die primäre Spule hat nur ca. 8 Windungen (Litze), wie deutlich zu erkennen ist.

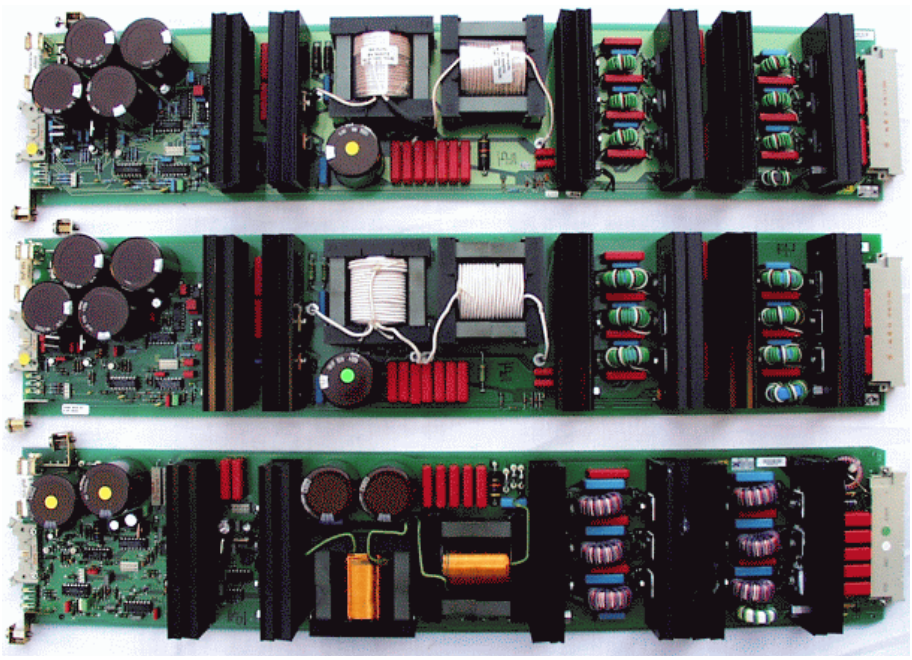

Bild 4.2: H–Brücken–Module für MW, LW & kommerzielle LW; Netzverblockung und Ansteuerung (links), PDM–Modulationsverstärker (mitte), $\mathcal{H}$–Brücke mit $4 \cdot 3$ Schalt–Transistoren (rechts)

Bild 4.3: HF–Combiner mit Ringkern–Trafos (blau) eines 50 kW MW–Senders.

Der Sender hat eine Kühlung mit Luft. Jeder der Module stellt hier einen kompletten AM–Sender dar (mit Ausnahme des Ausgangs–Filters). Beim Ausfall eines einzelnen Moduls arbeitet ein Modulsender mit nur leicht verminderter Leistung aber voller Qualität weiter. Er ist damit wartungsfrei. Eventuell defekt gewordene Module können bei Gelegenheit gewechselt werden.

Aufgrund der Molularisierung ist im Unterschied zu Röhren–Sendern kein Ersatz– oder Standby–Sender mehr notwendig.

4.2 Amplitudenmodulation mit Leistungs–D/A–Wandler

Ein multiplizierender Digital–Analog–Wandler (DAC *Digital to Analog Converter*), der als (analoge) Referenz–Spannung das Träger–Signal erhält, kann ein Amplituden moduliertes Ausgangs–Signal erzeugen.

[§4] Ähnliche Module stellt Nautel her, verwendet aber im Combiner eine Parallel–Schaltung und keine Serien–Schaltung.

Die Nachrichtenspannung $u_N(t)$ wird dazu mittels eines Analog–Digital–Wandlers (ADC *Analog to Digital Converter*) in ein digitales Signal umgewandelt, womit dann der multiplizierende DAC (MDAC) gesteuert wird. Damit erhält man eine Struktur gemäß Bild 4.4.[§5]

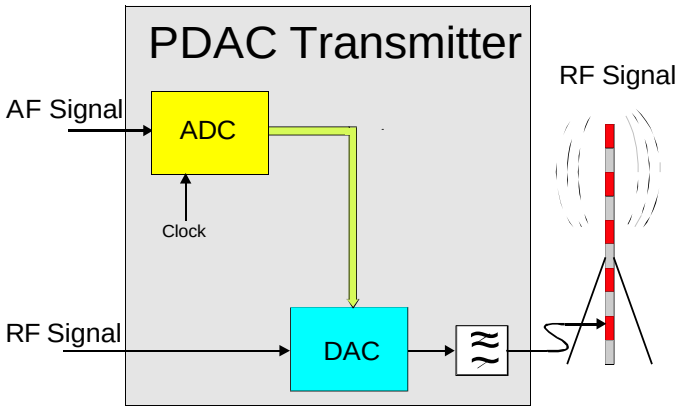

Bild 4.4: Block Struktur eines AM Senders mit Digital–Analog–Wandler

Da in DACs die Stufung binär ausgeführt ist $(1/2, 1/4, 1/8, \cdots)$, müssen bei voller Ausgangsleistung die einzelnen Stufen des DAC Leistungen in entsprechenden Verhältnissen aufbringen. Aufgrund technischer Randbedingungen werden jedoch $\mathcal{H}$–Brücken nur bis zu ca. 1,5 KW effektive Leistung gebaut, so daß man für AM Sender großer Leistung (5 KW — 500 KW) ein modifiziertes Konzept anwendet, Bild 4.5.

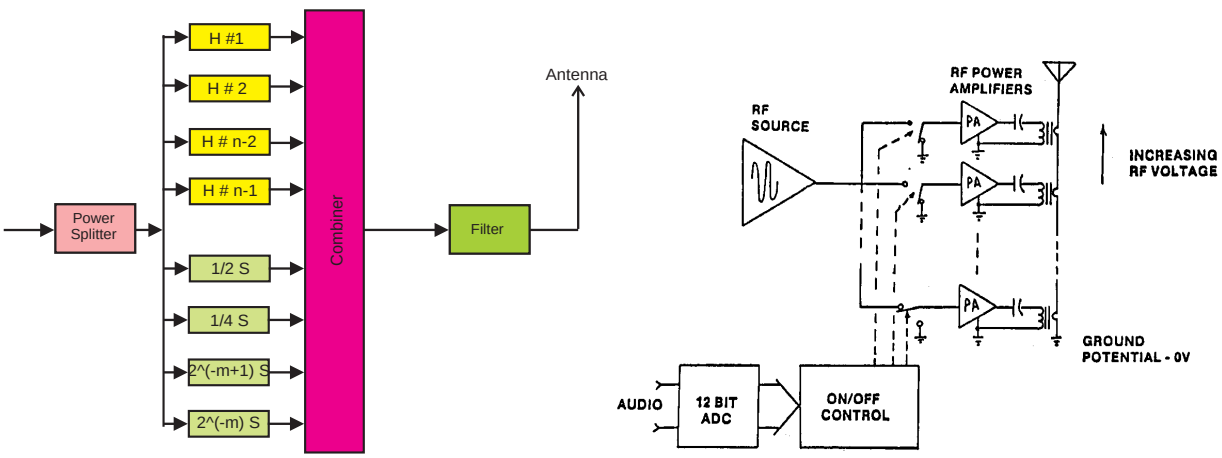

Bild 4.5: Block Struktur und Prinzipschaltbild eines AM Senders mit Leistungs–DAC

Benötigt man n $\mathcal{H}$–Brücken um die gewünschte HF Leistung zu erzeugen, so wählt man $n-1$ gleiche $\mathcal{H}$–Brücken und anstatt der noch fehlenden wird eine Anzahl m kleinerer, binär gestaffelter $\mathcal{H}$–Brücken zwecks Interpolation verwendet. Man kann diese Anordnung als Leistungs–DAC bezeichnen. Damit erhält man die Struktur gemäß Bild 4.5 (links). Haben die Ferrit–Übertrager der $\mathcal{H}$–Brücken für die Grobstufung z.B. $z = 10$ primäre Windungen, so hat die erste Interpolationsstufe $2z$ Windungen und die nächste $4z$ Windungen. Aus Gründen der Wicklungskapazitäten läßt sich die primäre Windungszahl nicht beliebig erhöhen. Man wird deshalb z.B. die beiden folgenden Interpolationsstufen mit einer geringeren Versorgungsspannung betreiben. Jedoch dürften in der Praxis kaum mehr als 4 Interpolationsstufen angewendet werden. Dadurch ergibt sich im modulierten Signal ein Quantisierungsfehler. Dieser kann mit Hilfe der Dither–Methode verringert werden. Hierbei wird der Nachrichtenspannung eine (vergleichsweise) höherfrequente Dreiecks–Spannung mit kleiner Amplitude überlagert. Man erreicht damit, daß das LSB des ADC im Mittel so oft gesetzt wird, wie

[§5] Für kleine HF Leistungen (Milliwatt–Bereich) läßt sich ein Amplituden modulierbarer Sender mittels eines multiplizierenden Digital/Analog–Converters (MDAC) problemlos aufbauen.

es dem tatsächlichen Amplitudenwert entspricht. Gleichzeitig wird dadurch das Quantisierungsgeräusch so beeinflußt, daß es spektral aus den Seitenbändern der AM hinausgeschoben wird, wo es mittels eines Bandpaß–Filters beseitigt werden kann.

Die Interpolationsstufen für die Feinauflösung sind immer aktiv, während die restlichen groben Stufen je nach erforderlicher Amplitude des Ausgangssignals geschaltet (aktiviert) werden. Da die Ausgangsspannung aus der Serienschaltung aller vorhandenen $\mathcal{H}$–Brücken–Modulen entsteht, müssen nicht aktive Module einen (primärseitigen) Kurzschluß realisieren[§6]. Die $\mathcal{H}$–Brücken müssen in diesem Fall einen zusätzlichen Steuereingang haben, über den die unteren Transistoren der $\mathcal{H}$–Brücke (in diesem Beispiel Q_5/Q_7 und Q_6/Q_8)[§7] durchgeschaltet werden können, damit sie die Primärseite der Ferrit–Übertragers kurzschließen, Bild 4.6. Gleichzeitig werden die oberen Transistoren gesperrt.[§8]

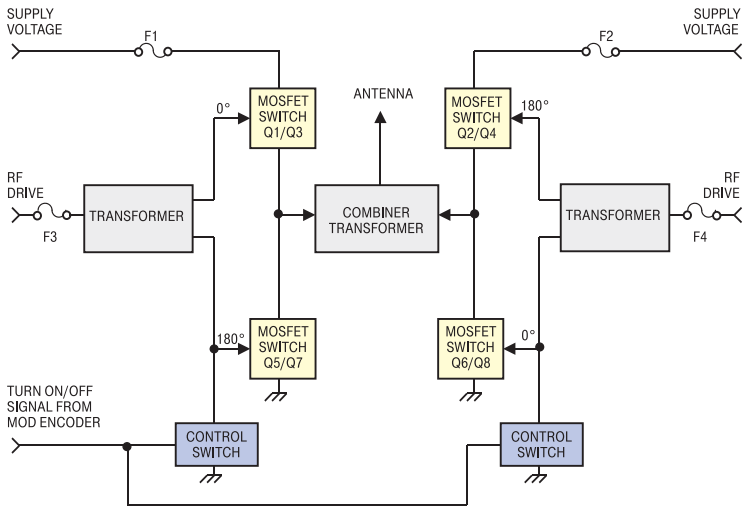

Bild 4.6: $\mathcal{H}$–Brücken–Modul mit Steuereingang für primärseitigen Kurzschluß

Dieses von Harris entwickelte Konzept wird, nachdem die Patente ausgelaufen sind, auch von anderen Senderbauern kopiert.

4.2.1 Spektrum beim DAC Sender

Die digital erzeugte NF–Spannung ist treppenförmig. Hierdurch entsteht zunächst eine $\frac{\sin(x)}{x}$–Gewichtung im Spektrum der NF–Spannung. Weiterhin entstehen Spektralanteile bei Vielfachen der Abtastfrequenz.

Da nun die NF–Spannung moduliert ist, entstehen diese Spektralanteile zu beiden Seiten der Trägerfrequenz. Diese lassen sich durch den Schwingkreis nur schlecht filtern, weil sie zu dicht bei der Trägerfrequenz liegen, Bild 4.7.

Abhilfe bringt in diesem Fall

- eine Überabtastung (Oversampling) mit Frequenzen von $\omega_A = \Omega_C/n \; ; \; n = 1,2,3$ je nach Trägerfrequenz.

  Größenordnung $f_A \approx 500KHz$ für eine Anwendung auf der Mittelwelle ($520KHz \leq f_C \leq 1602KHz$).

- die Überlagerung einer hochfrequenten Dreiecks–Spannung $u_d(t)$ (Dither–Spannung; *to dither*: schwanken) zur NF. Die Amplitude von $u_d(t)$ ist nur wenige LSB (*least significant bit*) groß und die Frequenz 1/4 der Abtastfrequenz ω_A. Hierdurch wird erreicht, daß das Quantisierungs–Geräusch frequenzmäßig

[§6] Bei Leerlauf würde der sekundärseitige Laststrom den betreffenden Ferrit Ringkern in die Sättigung treiben.

[§7] In praktischen Anwendungen werden bis zu je 3 Transistoren parallel geschaltet.

[§8] $\mathcal{H}$–Brücken ändern ihre Eingangs–Impedanz wenn sie abgeschaltet (deaktiviert) sind. Zum Ausgleich können Kondensatoren entsprechender Größe dazugeschaltet werden. Ohne diese Kompensation würde sich der Phasenwinkel der HF–Ausgangs–Spannung verschieben, was einer zufälligen (random) Phasen–Modulation gleich käme. Dadurch würde ein solcher Sender bereits im analogen AM–Betrieb sehr breitbandige OOB und Spurious Emission Störungen erzeugen.

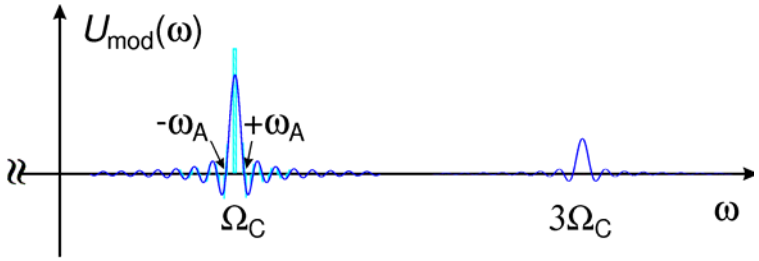

Bild 4.7: Spektrum am Ausgang des MDAU; rechts und links des Nutz–Spektrums (hellblau) auf Ω_C treten im Abstand der Abtastfrequenz $\pm\omega_A$ (und Vielfachen davon) Störanteile (hellblau) auf, die von der DA–Wandlung herrühren. Da der HF–Träger Oberwellen hat, gibt es entsprechende Anteile auch bei (ungeradzahligen) Vielfachen der Trägerfrequenz. Die $\sin(x)/x$ Kurve (dunkelblau) ist eine Hüllkurve an die entstehenden Spektralanteile.

so weit wie möglich von der Trägerfrequenz weg ist[§9] und durch den Schwingkreis damit weggefiltert werden kann.[§10]

5 Modulatoren für digitale Modulation

Digitale Modulationen enthalten gleichzeitig eine Amplituden–Modulation (ohne Träger), also eine Doppel–Seitenband–Modulation (DSB), und eine Phasen–Modulation (PM). Die Weise, wie die DSB und die PM im Detail jeweils zusammen wirken, bestimmt die Art (oder den Namen) der digitalen Modulation.

Im Zusammenhang mit den AM–Modulatoren ist wichtig, daß es (wie oben gezeigt) Amplituden–Modulatoren gibt, die einen sehr großen Wirkungsgrad haben. Daher werden diese Konzepte auch für moderne Funkübertragungen (WLAN, WiFi, UMTS, $\cdots$) genutzt. Entsprechende IC's sind bereits vorhanden bzw. werden auch noch weiter entwickelt.

Für DRM (*Digital Radio Mondiale*), der Digitalübertragung im LMK Rundfunk–Bereich, war es zusätzlich erforderlich, daß vorhandene AM–Sender und deren Antennen weiterhin benutzt werden können. Diese Vorgaben liefern unmittelbar das Konzept für einen Digitalen Sender (großer Leistung bzw. mit großem Wirkungsgrad).

- Man nehme einen (geeigneten) AM–Sender und ersetze den Steuersender für die HF durch einen entsprechenden Phasen–modulierten Generator. Diese Einheit zur Ansteuerung des Senders heißt dann „Exciter“ und liefert sowohl das für die gewählte digitale Modulationsverfahren passende phasenmodulierte HF–Signal RF–P(t), als auch das zugehörige Amplituden–Signal A(t).
- Im Exciter wird die gewünschte Digitale Modulation zunächst erzeugt und dann in die Signale A(t) und RF–P(t) aufgespalten, wie sie für den AM–Sender benötigt werden. Das Eingangssignal des Exciters ist dann z.B. der (strukturierte und codierte) Bit–Strom des Datensignals.

5.1 EER–Technik

Das aufgezeigte Problem stellte sich das erste Mal, als es zu Beginn der '50er Jahre darum ging, Sender für Einseitenband Modulation (SSB *single side band*) mit großem Wirkungsgrad zu bekommen und ursprünglich war geplant, ab 2010 alle Sendungen in AM einzustellen und nur noch in SSB (mit Träger) zu senden. Der Grund dafür war, daß beim Wegfall eines Seitenbandes das Kanalraster von 10 kHz (9 kHz) auf 5 kHz (4,5

[§9] Dies entspricht einer digitalen Filterung des Quantisierungsgeräusches.

[§10] Nach dem Ende des Patentschutzes für die Struktur nach Harris wurde diese von einigen Senderbauern „abgekupfert“. Nicht jeder davon hatte aber das Prinzip verstanden. So wurde ein großer Sender geliefert, der anschließend nachgebessert werden mußte. Er erhielt dafür huckepack einen riesigen Kasten mit einem Bandpaßfilter, um die Störspektren insbesondere unterhalb der Trägerfrequenz (das „untere Seitenband“ des Störspektrums) zu beseitigen. Das Problem hierbei ist, daß bei hoher Güte eines BP darin eine entsprechend hohe Blindleistung erforderlich ist und entsprechend große Bild–Stöme fließen, die allerdings dann Ohm'sche Verluste ergeben. Die Möglichkeit, die Abtastfrequenz zu erhöhen war aufgrund des zuvor gewählten Konzeptes (GTO) nicht möglich.

kHz) hätte reduziert werden können. Damit hätte sich die Anzahl der (weniger gestört arbeitenden) Sender erhöhen können.[¶1]

SSB (auch mit Träger) stellt eine HF–Schwingung dar, die gleichzeitig in ihrer Amplitude und ihrer Phase moduliert ist, wie aus dem Zeigerbild sofort ersichtlich ist, Bild 5.1.

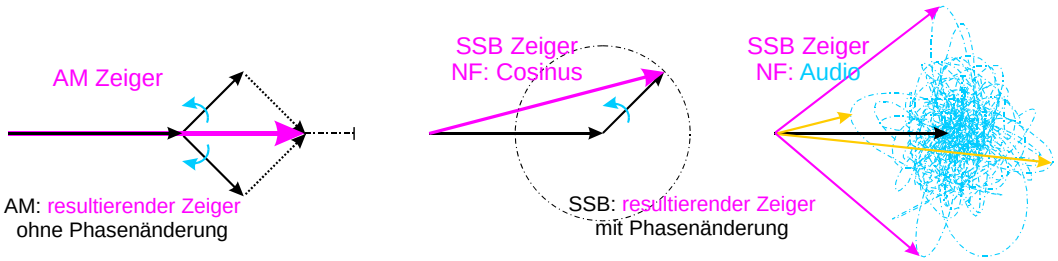

Bild 5.1: Zeigerdarstellung von AM und SSB (NF: Cosinus & Audio). Einseitenband–Modulation (SSB) ist in der Amplitude und der Phase gleichzeitig moduliert. Für den Fall des Audio–Signals ist der Ort der Spitze des resultierenden Zeigers (blau) ein „Kneuel“. Die resultierenen Zeiger (rot) zeigen die maximale Phasenauslenkung und die in ocker die maximale Amplituden–Variation. Eine Hüllkurven–Demodulation (Spitzen–Gleichrichtung) von SSB mit Träger ergibt einen Klirrfaktor im demodulierten Signal.

Die Idee von Kahn war, die Amplitude (Hüllkurve, *envelope*) und die Phase (das phasenmodulierte HF–Signal) zunächst zu trennen (*eliminate*), getrennt jeweils mit gutem Wirkungsgrad zu verstärken und danach wieder zusammen zu führen (*restauration*). Dies ist bekannt als EER (*envelope elimination and restauration*), Bild 5.2.[28] [27] Diese Methode funktioniert für analoge und für digitale Modulationen.

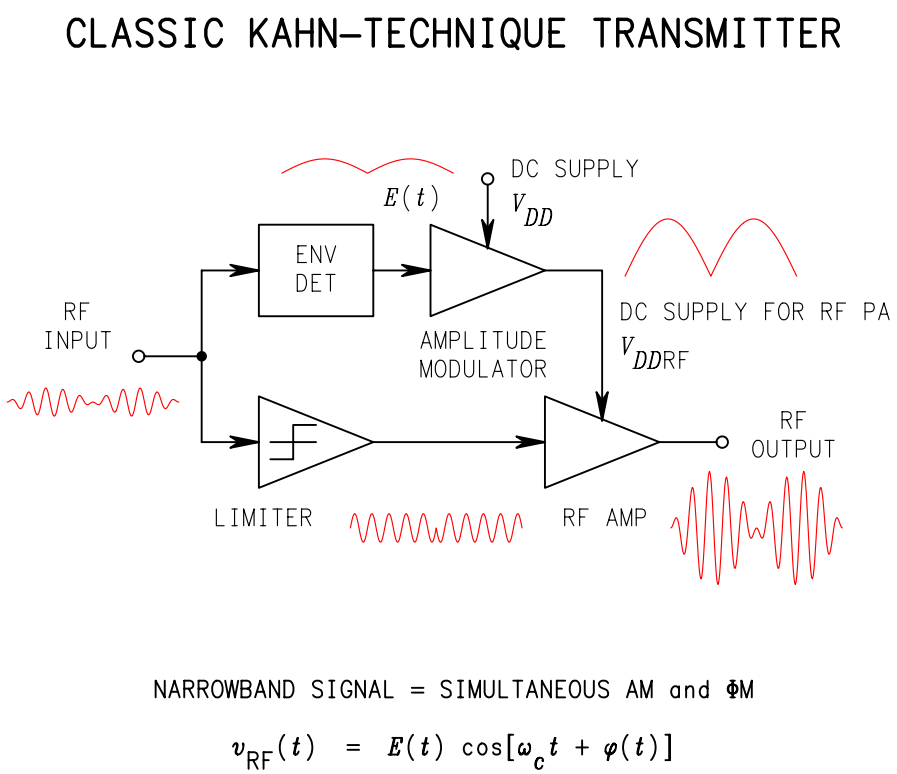

Bild 5.2: Prinzip eines Senders nach der Kahn–Methode

[¶1] Es erforderte in den ’90er Jahren einige Überzeugungsarbeit bei der ITU in Genf, daß eine Umstellung auf DRM statt auf SSB die bessere Alternative ist.

5.1.1 Digitale Signale

Im Unterschied zu Audio–Signalen gibt es bei digitalen Signalen nur ganz bestimmte (Symbol–) Formen für den Zeitverlauf. Trägt man hier den Ort der Spitze des resultierenden Zeigers auf, erhält man regelmäßige Strukturen. Im Unterschied zur AM oder SSB in Bild 5.1 wird hier kein Träger gesendet, so daß der Trägerzeiger fehlt und die „Kneuel“, die jetzt Vektor–Diagramme heißen, symmetrisch zum Nullpunkt liegen, Bild 5.3 (links). Beispiele dazu zeigt Bild 5.3 (rechts).

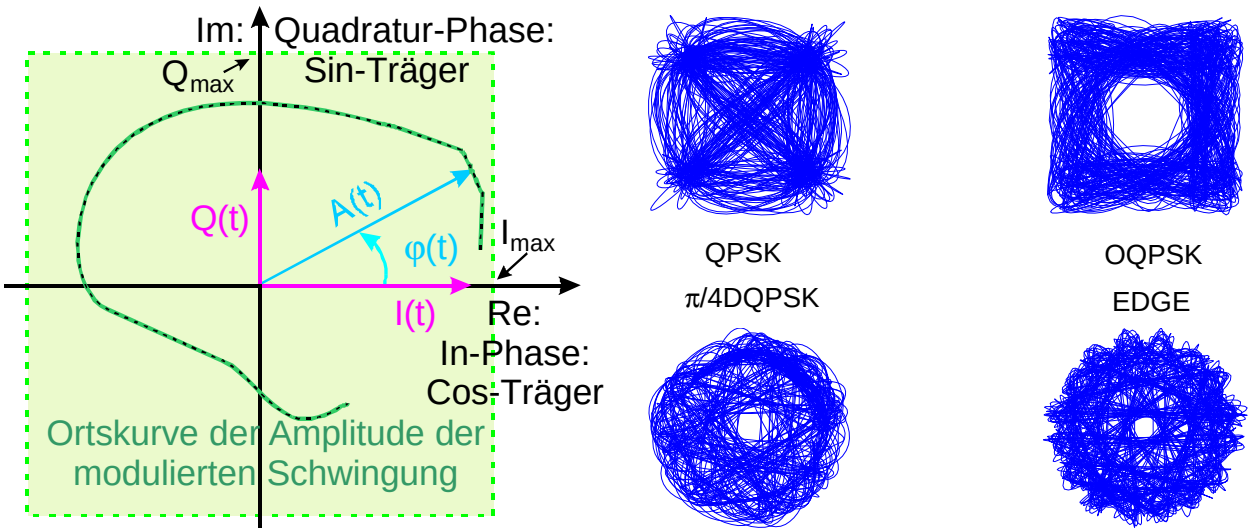

Bild 5.3: Ortskurve der Zeigerspitze von $A(t)$: Vektordiagramm (Ausschnitt, links); Beispiele für Vektor–Diagramme von digitalen Einträgerverfahren (rechts)

5.1.2 Bandbreite der A und RF–P Signale

Die Signale A(t) und RF–P(t) haben eine wesentlich größere Bandbreite als es die Signale vor der Aufspaltung hatten. Bei der Dimensionierung des Senders ist das zu beachten. Die Spektren der A Signale und der RF–P Signale für die Modulationen aus Bild 5.3 sind in den Bildern 5.4 und 5.5 dargestellt.

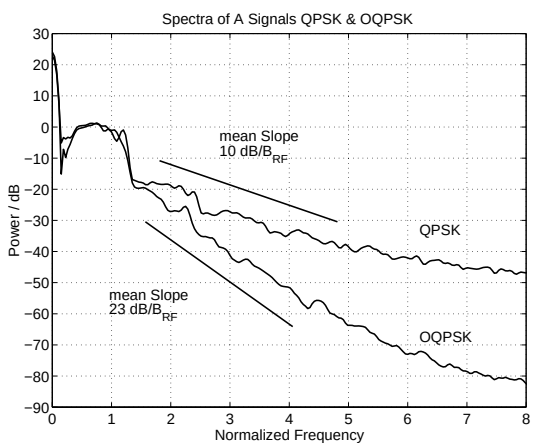

Bild 5.4: Spektren der A Signale für QPSK und OQPSK

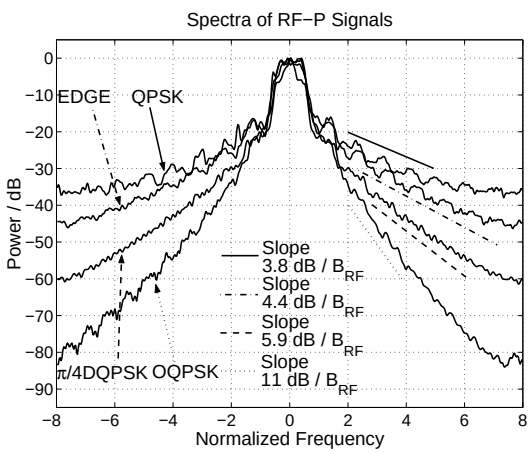

Bild 5.5: Spektren des RF–P Signals und des modulierten I/Q Signals

Deutlich zu erkennen sind die größeren Steigungen in den Spektren der Modulationen, deren Vektordiagramm ein „Loch“ aufweisen. Dadurch werden die Anforderungen an den Sender geringer.

5.1.3 AM–Sender mit EER–Technik

Die grundsätzliche Struktur eines Senders in EER–Technik zeigt Bild 5.6.

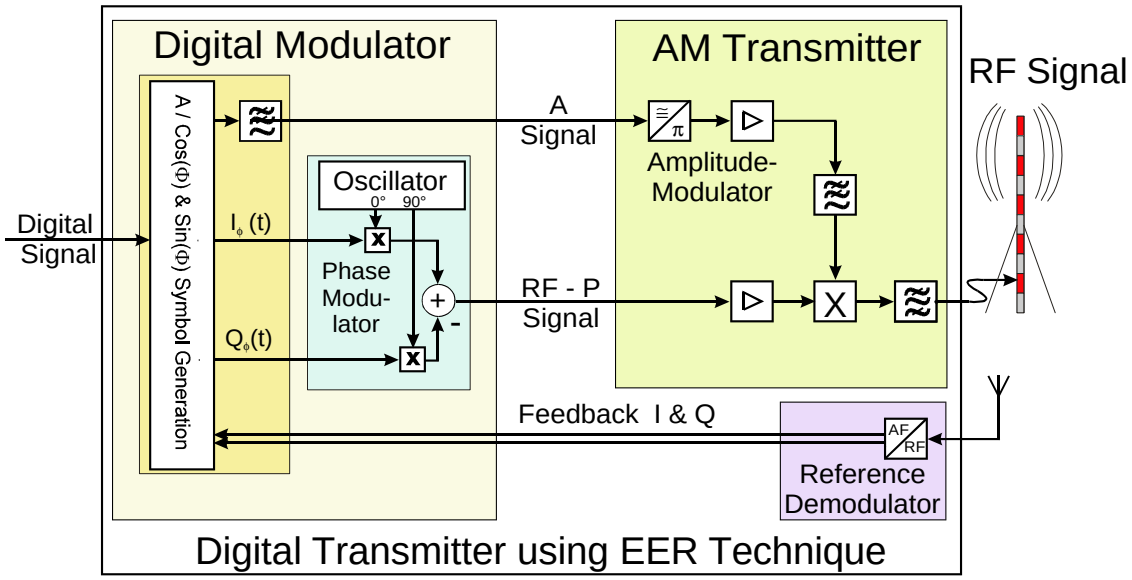

Bild 5.6: Konventioneller AM–Sender mit Digitalem Modulator zum Einsatz für SSB oder Digitaler Übertragung, EER–Technik

Bei der EER–Technik werden die zunächst in (kartesischer) $I(t);\ Q(t)$ Form vorliegenden SSB–Signale (oder digitale Modulations–Signale) in eine polare $A(t),\ \Phi(t)$ Form bzw. $A(t),\ U_{RF-P}(t)$ umgewandelt und in der Sender–Endstufe wieder rekombiniert.

Diese Methode hat folgende Vorteile:

- Ein konventioneller AM–Sender kann durch einen zusätzlichen Phasenmodulator zu einem SSB–Sender umgerüstet werden.
- Da die Endstufe und der Modulations–Verstärker eines AM–Senders im C–Betrieb arbeiten kann, ist der Wirkungsgrad eines solchen Senders besser.

Unter anderem müssen folgende Bedingungen dabei erfüllt werden, um erhöhte Außerband–Strahlung zu vermeiden:[¶2]

- Die Laufzeiten der Signale im A–Zweig und im RF-P–Zweig des Senders müssen identisch sein.
- Die Bandbreiten in diesen Zweigen müssen um (mindestens) einen Faktor 5 größer sein als es für AM notwendig ist.

[¶2] Ein hierfür meßtechnisch interessantes Beispiel ist eine Nachrichten–Schwingung, die aus 2 Cos–Schwingungen mit gleicher Amplitude aber unterschiedlichen Frequenzen besteht.

Literatur

[1] Rudolph, D.: *AM–Demodulation*, www.radiomuseum.org & www.diru-beze.de

[2] Blake, G.G.: *History of Radio Telegraphy and Telephony*, Chapman & Hall, 1928

[3] Ghirardi, A.A.: *Radio Physics Course, An elementary Text which explains the Principles of Electricity and Radio*, Farrar & Rinehart, 2nd ed. 1932, 10th impression 1942

[4] Ghirardi, A.A.; Johnson, J.R.: *Radio and Television Receiver Circuitry and Operation*, Rinehart & Co., 4th printing 1955

[5] Aitken, H.G.J.: *The Continuous Wave, Technology and American Radio, 1900 — 1932*, Princeton University Press, 1985

[6] Zennek, J.; Rukop, H.: *Drahtlose Telegraphie*, Enke, Stuttgart, 1925

[7] Graetz, L.: *Die Elektrizität und ihre Anwendungen*, Engelhorn, Stuttgart, 1914

[8] C. Lorenz A.G. (Hrsg.): *50 Jahre Lorenz*, Festschrift, 1930

[9] Vilbig, F.: *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik*, Bd.1 & 2, 3.A., Akademische Verlagsgesellschaft Leipzig, 1942 (ebenfalls: 4.A., Leipzig, 1945 & 5./6.A, Frankfurt, 1958/1960)

[10] Vilbig, F.: *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik*, 1.A., Akademische Verlagsgesellschaft Leipzig, 1937

[11] Rein, H; Wirtz, K.: *Radiotelegraphisches Praktikum*, Springer, 1922

[12] Rein, H: *Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie*, Springer, 1917

[13] Nesper, E.: *Handbuch der Drahtlosen Telegraphie und Telephonie*, Springer, 1921

[14] Hund, A.: *Hochfrequenz–Meßtechnik*, Springer, 1928

[15] Klawitter, G. (Hrsg.): *100 Jahre Funktechnik in Deutschland*, Bd.2 - *Funkstationen und Meßplätze rund um Berlin*, Wissenschaft und Technik, 2002

[16] Lehmann, W. (Hrsg.): *Die Rundfunk– und Tonfilmtechnik*, Killinger, 1932

[17] Schäffer, W.: *Vom ersten deutschen Rundfunksender zum heutigen Großsender*, in *Jahrbuch des Deutschen Rundfunks 1930, herausgegeben von der Reichs–Rundfunk–Gesellschaft Berlin, S. 307 — 317*, Union Deutsche Verlagsgesellschaft, 1930 ; siehe auch www.radiomuseum.org

[18] *Rundfunk Jahrbuch 1930*, Herausgegeben von der Reichs–Rundfunk–Gesellschaft Berlin, S. 43 — 52, Union Deutsche Verlagsgesellschaft, siehe auch www.radiomuseum.org

[19] Burghardtsmeier, W.: *75 Jahre Sendertechnik bei AEG–Telefunken*, AEG–TFK, o.J. (ca. 1980)

[20] Wehrlin, H.E.: *Grundlagen der Modulation mit veränderlichem Trägerwert*, Lorenz Berichte 5, Feb. 1935

[21] Terman, F.E.: *Radio Engineering*, McGraw–Hill, 1937

[22] Benz, F.: *Einführung in die Funktechnik*, 3.A., Springer, Wien, 1950

[23] Zinke, O.; Brunswig, H.: *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik*, 1.A., Springer, 1965

[24] Schulze–Herringen, E.: *Wirtschaftlichkeit von Rundfunksendern mit veränderlichem Trägerwert*, Lorenz Berichte 1/2, April/Mai 1937

[25] Wysocki, B.: *Pulsdauermodulation für Hochleistungs–Rundfunksender*, in NTG–Fachberichte 56, Hörrundfunk 4, pp. 49 –54, VDE–Verlag, 1977

[26] Fenn, R.E.: *The Transmitter*, in „A Century of Wireless“, EBU Technical Review 263, Genf, 1995

[27] Sokal, N. O.; Sokal, A. D.: *High–Efficiency Linear Power Amplification of Modulated Carrier signals by Envelope Elimination and Restoration*, IEEE Vehicular Technology Society Annual Conference, 1981

[28] Raab, F. D.: *Kahn Technique Transmitters*, IEEE MTT–S Workshop, Boston, June 2000