

## 1 AM–Demodulatoren

Mit Beginn des Unterhaltungs–Rundfunks, in D ab 1923, verwendete man hochfrequente Signale, die in ihrer **Amplitude analog moduliert** sind. Es war dies technisch die einfachste Möglichkeit, wie einem hochfrequenten Träger  $\hat{U}_C \cos(\Omega_C t)$  eine Nachricht  $u_N(t)$  mit der Spektralverteilung  $U_N(\omega)$  aufgeprägt werden konnte. Die so modulierten Signale werden AM–Signale genannt.

Aufgabe eines Empfängers für AM–Signale (AM–Empfänger) ist es, die im Sender aufmodulierte Nachricht  $u_N(t)$  möglichst fehlerfrei (d.h. unverzerrt) zurück zu gewinnen (demodulieren).

In diesem Papier werden zunächst die Modulation und Demodulation von AM–Signalen unter idealisierten Verhältnissen betrachtet. Damit hat man die Zielvorgabe, die mit heutiger Technik (Halbleitertechnik oder Digitale Signalverarbeitung) praktisch fehlerfrei realisierbar ist.

Ein wesentlicher Abschnitt befasst sich dann mit den technischen Lösungen der AM–Demodulation als nur Röhren zur Verfügung standen. Da Röhren — verglichen mit einem einzelnen Transistor in einer integrierten Schaltung — sehr teuer waren (und sind), mussten alle Schaltungen mit einem Minimum an Röhren auskommen. Deshalb waren Kompromisse bei der Funktionsweise dieser Schaltungen unvermeidlich.

## 2 Idealer AM–Modulator

Spektral bedeutet „Modulation“ eine **Frequenz–Umsetzung** vom Niederfrequenz–Bereich in den Hochfrequenz–Bereich. Entsprechendes gilt für die Demodulation.

- Da in einem linearen zeitinvarianten (LTI *linear time invariant*) Übertragungssystem 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.
- Besonders geeignet für eine Amplituden–Modulation und –Demodulation sind:
  - „**Knick–Kennlinien**“ (additive Modulation & asynchrone Demodulation)
  - **quadratische Nichtlinearitäten**, „quadratische Kennlinie“ (additive Modulation)
  - **Multiplizierer** (multiplikative Modulation & synchrone Demodulation)  
Multiplikation von Nachricht mit Trägerschwingung ergibt „ideale“ Modulation; entsprechendes gilt für die Demodulation amplitudenmodulierter Signale.
  - **Schalter** oder **Umpoler**<sup>1</sup> (multiplikative Modulation & synchrone Demodulation)  
Schalter und Umpoler in Kombination mit entsprechenden Filtern arbeiten bezüglich Modulation und Demodulation wie (ideale) Multiplizierer, haben aber einen besseren Wirkungsgrad.

### 2.1 Die AM im Zeitbereich

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

$$u_C(t) = \hat{U}_C \cos(\Omega_C t); \quad \Omega_C = 2\pi f_C \quad \text{mit } f_C : \text{Frequenz der Trägerschwingung} \quad (2.1)$$

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  $\geq 0$  sein.

$$\hat{U}_C \rightsquigarrow \hat{U}_C(t) = \hat{U}_C + k_{AM} \cdot u_N(t) \geq 0 \quad \text{Hüllkurve bei AM} \quad (2.2)$$

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

$$u_{AM}(t) = [\hat{U}_C + k_{AM} \cdot u_N(t)] \Downarrow \cos(\Omega_C t) \quad \text{AM Zeitverlauf} \quad (2.3)$$

Bild 2.1 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  $\hat{U}_C = 1$ .

<sup>1</sup>Beide können auch als Zeit–variante lineare Systeme betrachtet werden.

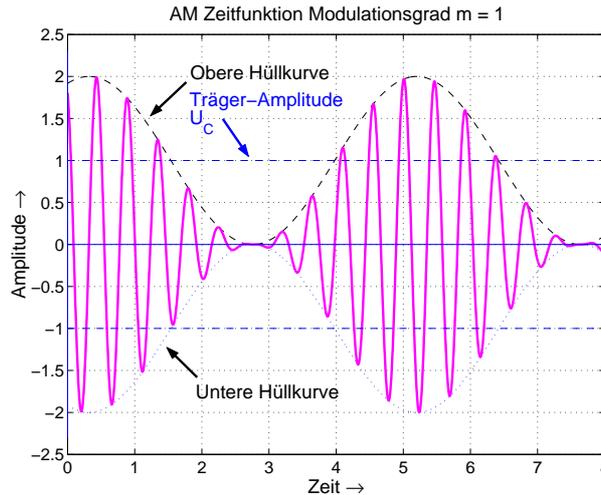


Bild 2.1: Typische Zeitverläufe einer AM (normierte Darstellung mit Träger  $\hat{U}_C = 1$ )

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.

### 2.2 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 (2.3). Diese Gleichung kann auch noch ausmultipliziert werden, was zu einem weiteren Blockschaltbild führt.

$$u_{AM}(t) = [\hat{U}_C + k_{AM} \cdot u_N(t)] \cdot \cos(\Omega_C t) = \hat{U}_C \cos(\Omega_C t) + [k_{AM} \cdot u_N(t)] \cdot \cos(\Omega_C t) \quad \text{AM Zeitverlauf} \quad (2.4)$$

Damit ergeben sich unmittelbar zwei Varianten für das Blockschaltbild für eine ideale Realisierung einer gewöhnlichen AM mittels eines **Multiplizierers**, Bild 2.2. Im Blockschaltbild wird der Multiplizierer durch  $\otimes$  oder durch  $\square$  mit  $\times$  dargestellt.  $k_{AM}$  ist die Modulator-Konstante (Verstärkungs-Faktor).

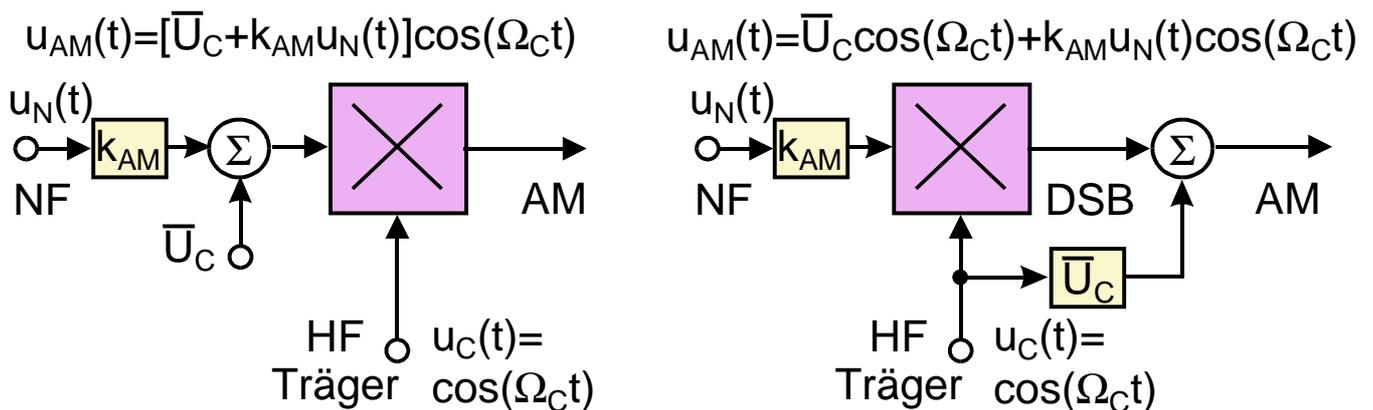


Bild 2.2: Blockschaltbilder des AM Modulators (entsprechend Gleichung (2.4))

Kennzeichnend für alle „**multiplikativen**“ Modulationen sind die absolut **äquidistanten Nulldurchgänge der modulierten Hochfrequenz-Schwingung** (im Zeitbereich), vergleiche Bild 2.1.

### 2.3 Spektrum der AM

Mit Hilfe des Faltungs-Satzes oder des Modulations-Satzes der Fourier-Transformation<sup>2</sup> erhält man aus Gleichung (2.4) die Spektraldichte einer AM.

$$U_{AM}(\omega) = \underbrace{\pi \hat{U}_C [\delta(\omega - \Omega_C) + \delta(\omega + \Omega_C)]}_{\text{Träger}} + \underbrace{\frac{k_{AM}}{2} [U_N(\omega - \Omega_C) + U_N(\omega + \Omega_C)]}_{\text{DSB}} \tag{2.5}$$

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 Spektraldichte der AM ergibt sich dann entsprechend zur Blockstruktur rechts in Bild 2.2, wie es Bild 2.3 zeigt.

Wie aus Bild 2.3 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.<sup>3</sup> 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.

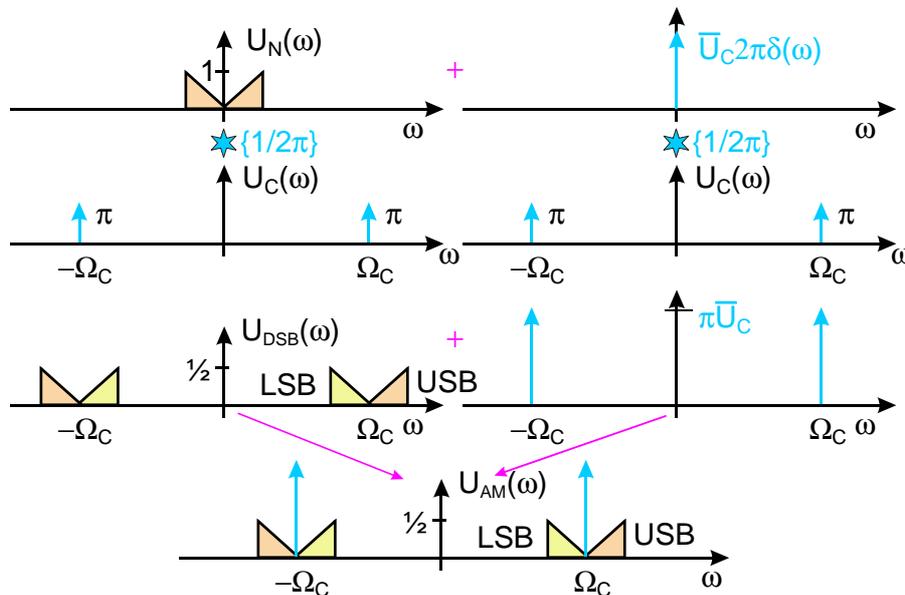


Bild 2.3: Typische Spektraldichten einer AM; Das AM Spektrum hat eine Trägerlinie und ein oberes (USB) und ein unteres (LSB) Seitenband.

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 2.3 (linke Seite).

<sup>2</sup>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.tfh-berlin.de/~rudolph>

<sup>3</sup>Man kann daher (ohne Verlust an Information) auch nur ein Seitenband übertragen und kommt so zur Einseitenband-Modulation (*single side band*, SSB)

## 2.4 Modulations-Grad der AM

### 2.4.1 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 Nulllinie 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 2.4. Der Röhren-Detektor [27] ist älter (1904) als der Kristall-Detektor [3].

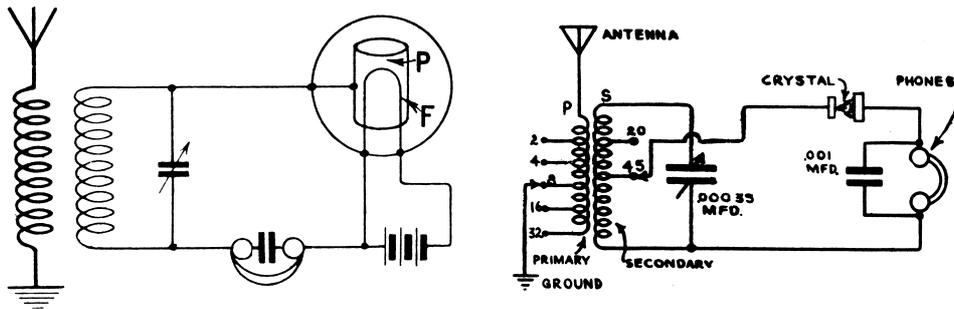


Bild 2.4: Typische Schaltbilder von Detektor-Apparaten aus den Anfängen des Radios

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 Übertragungsverfahren 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 80 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 wird, wurde DRM kompatibel zur AM Kanalbandbreite (LW & MW 9 KHz; KW 10 KHz) gewählt.

### 2.4.2 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.

$$m = \frac{\hat{U}_{\max} - \hat{U}_{\min}}{\hat{U}_{\max} + \hat{U}_{\min}} \quad \text{Modulationsgrad allgemein} \quad (2.6)$$

Gleichung (2.6) gilt für beliebige Kurvenformen der Nachricht. Meßtechnisch benutzt man eine Cos-förmige Nachrichtenschwingung:

$$u_N(t) = \hat{U}_N \cos(\omega_N t) \quad (2.7)$$

Mit Gleichung (2.6) wird dann:

$$\hat{U}_{\max} = \hat{U}_C + \hat{U}_N ; \hat{U}_{\min} = \hat{U}_C - \hat{U}_N ; \quad \rightsquigarrow \quad m = \frac{\hat{U}_N}{\hat{U}_C} \quad \text{Modulationsgrad meßtechnisch} \quad (2.8)$$

In Bild 2.5 ist die Definition des Modulationsgrades dargestellt.

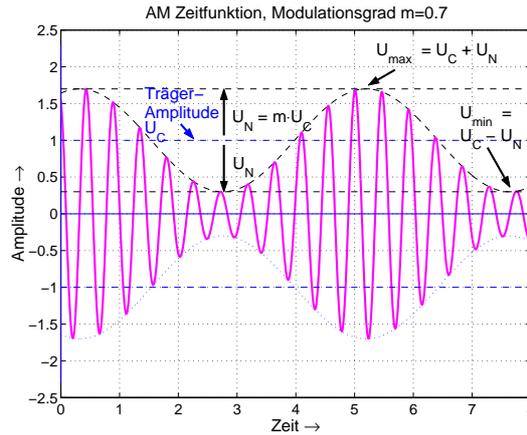


Bild 2.5: Zur Definition des Modulationsgrades

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

$$\hat{U}_N > \hat{U}_C \rightsquigarrow m > 1 \quad \text{Übermodulation} \quad (2.9)$$

Bei AM muß Übermodulation unbedingt vermieden werden. Bild 2.6 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.

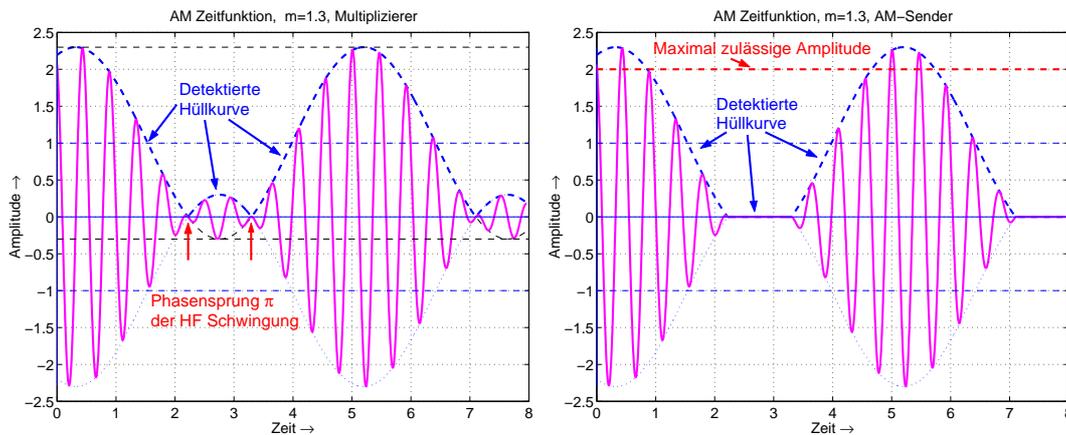


Bild 2.6: Auswirkung einer Übermodulation  $m > 1$  auf das demodulierte Signal in Abhängigkeit vom Modulator (Multiplizierer (links) bzw. AM-Sender (rechts))

AM-Sender müssen unbedingt eine Übermodulation auch deswegen verhindern, da sonst die maximale Amplitude des Sendesignals den Aussteuerungsbereich (des Senders) übersteigen würde. Dies erfolgt mit Hilfe eines Amplitudenbegrenzers (oder Clippers) für das NF-Signal.

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 (Präsenzfilter).<sup>4</sup> 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 sendeseitige Kompression keine Norm gibt und zweitens, weil speziell für die Wiedergabe mit Hintergrundgeräuschen, wie z.B. im Auto, eine komprimierte NF „besser“ klingt.

<sup>4</sup>Zur Dynamik-Beeinflussung hat sich (speziell auch bei UKW FM) das „Optimod“ Verfahren eingebürgert.

### 3 Ideale AM Demodulation

Die hier betrachtete ideale Demodulation einer AM-Schwingung lässt sich mit heutiger Technik (Integrierte Schaltkreise oder Digitale Signalverarbeitung) ziemlich exakt realisieren.

Mit der früheren Röhren-Technik war man auf Kompromisse angewiesen. Die „ideale“ AM Demodulation ist somit die Zielvorgabe für das mit dem jeweiligen Stand der Technik erreichbare Ergebnis.

#### 3.1 Hüllkurven-Demodulator (asynchrone Demodulation)

Der Hüllkurven-Demodulator (Spitzen-Detektor) tastet die Hüllkurve der AM-Schwingung ab. Er ist als Demodulator nur für AM zu gebrauchen, weil nur hier die Hüllkurve der modulierten Schwingung mit der Nachrichtenschwingung übereinstimmt, Bild 3.1. Es muß daher Übermodulation  $m > 1$  vermieden werden.<sup>1</sup>

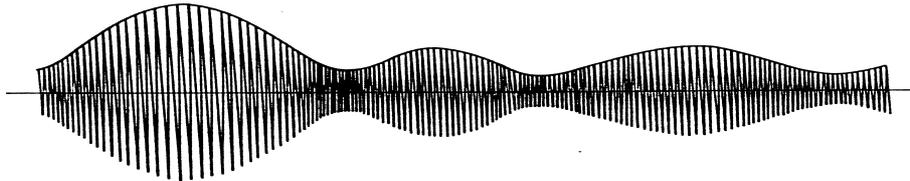


Bild 3.1: AM-Schwingung und ihre Hüllkurve

Der konventionelle Hüllkurven-Demodulator entspricht der *Detektor-Schaltung* aus den Anfängen des Radios (mit Ausnahme, daß der Schwingkreis fest auf die ZF abgestimmt ist), Bild 3.2.

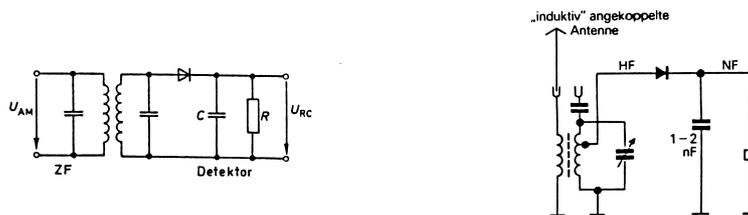


Bild 3.2: Hüllkurven-Demodulator: AM-Demodulator im Super (links), Detektorschaltung (rechts)

„Ideal“ arbeitet der Hüllkurven-Demodulator dann, wenn die Diode eine „Knick-Kennlinie“ hat, die Zeitkonstante  $T = RC$  richtig dimensioniert und die Amplitude der AM-Schwingung genügend groß ist.

Diese Bedingungen lassen sich mit Halbleiterdioden näherungsweise erfüllen, solange der Modulationsgrad  $m < 100\%$  bleibt.

Die Gleichrichter-Diode trennt den HF-Teil (links) vom NF-Teil (rechts) des Detektors, Bild 3.2.

- Der **HF-Teil** muß dabei so ausgeführt sein, daß an ihm **keine NF-Spannung und keine Gleichspannung** abfällt. Dies erreicht man durch die Spule des Schwingkreises, die Gleichstrom- und NF-mäßig kurzschließt.
- Andererseits muß der **NF-Teil** so ausgelegt sein, daß an ihm **keine HF-Spannung** abfällt. Dies erreicht man durch den Kondensator  $C$ . Die NF muß andererseits an diesem  $C$  abzugreifen sein. Daher benötigt man einen Entlade-Widerstand  $R$  parallel zu  $C$ .

Die Zeitkonstante  $T = RC$  muß so gewählt sein, daß die Entladung der NF folgen kann, Bild 3.3 [1]. Andernfalls ergibt sich „Diagonales Clippen“, Bild 3.4 [8]. Dieses führt auf starke **nichtlineare Verzerrungen** des demodulierten Signals.

Die Zeitkonstante des RC-Gliedes läßt sich (vereinfacht) wie folgt dimensionieren. Die NF-Spannung entspricht der Hüllkurve der AM und ist (ohne den Gleichanteil):

<sup>1</sup>Bei AM-Fernempfang läßt sich (empfangsseitig) Übermodulation praktisch nicht vermeiden, da infolge von **selektivem Fading** der Träger zeitweise mehr oder weniger geschwächt bis gelöscht werden kann.

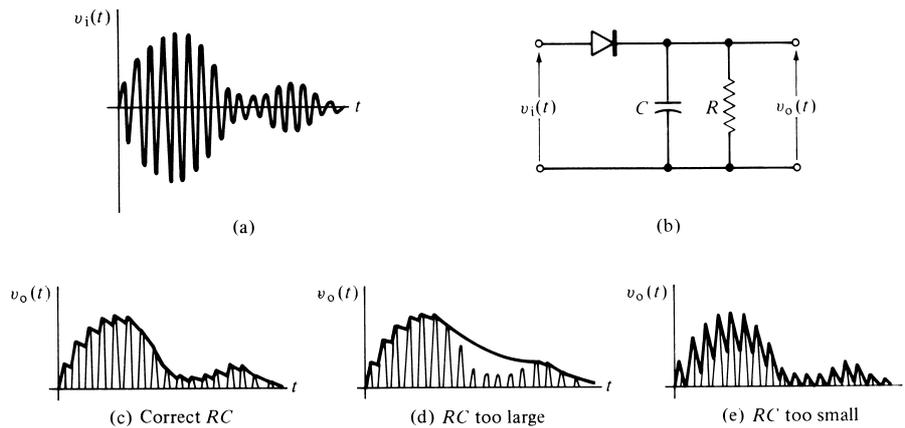


Bild 3.3: Der Einfluß der Entlade-Zeitkonstante auf das demodulierte Signal

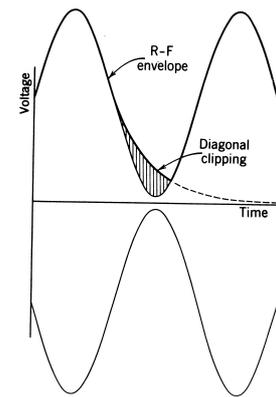


Bild 3.4: Diagonales Clipping bei zu großer Zeitkonstante

$$u_N(t) = m \cdot \hat{U}_C \cos(\omega_N t) \quad (3.1)$$

An der Stelle ihrer größten negativen Steigung hat die Hüllkurve den Wert  $\hat{U}_C$ . Das RC-Glied wird bei jeder Halbwelle wieder aufgeladen und entlädt sich dann exponentiell bis zur nächsten. Die exponentielle Entladekurve des RC-Gliedes kann dabei durch eine Tangente ersetzt werden, weil die Krümmung der e-Funktion noch vernachlässigbar ist. Damit ergibt sich als Bedingung:

$$\left. \frac{du_{RC}(t)}{dt} \right|_{\max} = \frac{\hat{U}_C}{T} > \hat{U}_C \cdot m\omega_N \quad (3.2)$$

Damit die Entladung der NF-Spannung folgen kann, muß also die Entladung schneller erfolgen, als es der maximalen Steilheit der Hüllkurve und damit von  $u_N(t)$  entspricht. Daraus folgt für die Größe der Zeitkonstanten  $T$  bzw. für den zulässigen Modulationsgrad  $m$ :

$$T = RC < \frac{1}{m\omega_N} \quad \rightsquigarrow \quad m < \frac{1}{\omega_N T} \quad (3.3)$$

Eine genauere Betrachtungsweise, Bild 3.4, liefert das gegenüber Gleichung (3.3) leicht modifizierte Ergebnis.

$$m < \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_N T)^2}} \quad (3.4)$$

- Da diese Art der Demodulation **ohne empfangsseitigen Hilfs-Träger** auskommt, wird sie **asynchrone Demodulation** genannt.

### 3.2 Synchrone Demodulation von AM

Die synchrone Demodulation benötigt einen **Frequenz- und Phasen-richtigen Hilfsträger**. Dieser muß aus dem empfangenen Signal gewonnen werden.

Ist der Modulationsgrad der AM  $m < 1$  (wie es ordnungsgemäß sein soll), so erkennt man aus dem Zeitverlauf der AM, siehe Bild 2.5 (Seite 5), daß man den **Träger** ganz einfach dadurch **zurückgewinnen** kann, daß man die AM-Schwingung durch einen Begrenzer-Verstärker (*limiter*) schickt, Bild 3.5. Da bei AM die Nulldurchgänge der Zeitfunktion äquidistant sind, hat man anschließend den wiedergewonnenen Träger in Rechteckform vorliegen, womit er sich direkt zur Steuerung eines Multiplizierers eignet, der in diesem Fall eine mäanderförmige Trägerschwingung erhält.

Diese Schaltung (Begrenzer & Multiplizierer) eignet sich zur Realisierung in einem IC.<sup>2</sup> Bei der Realisierung als IC wird — allerdings ohne das (optionale) Trägerfilter — nur ein Begrenzer-Verstärker eingesetzt.

<sup>2</sup>Die AM-IC's enthalten diese Funktionsblöcke, zusammen mit HF-Vorstufe, Transistor-Ring-Mischer, ZF-Verstärker, Regelspannungs-Erzeugung, NF-Vorverstärker: also ein komplettes Empfangs-IC. Als äußere Beschaltung verbleiben i.w. noch: HF-Spulen, Kapazitäts-Dioden & (Keramik-) ZF-Filter. IC's für Rundfunkempfänger enthalten zusätzlich die für UKW FM notwendigen Stufen.

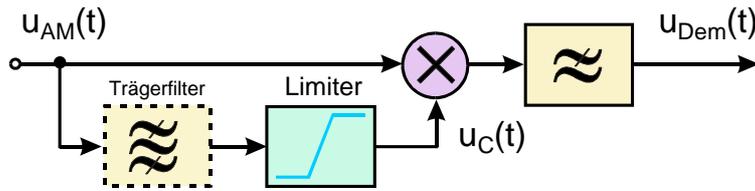


Bild 3.5: Synchron-Demodulator von AM; Das Trägerfilter ist optional.

Die Träger-Rückgewinnung arbeitet somit breitbandig. Geht nun infolge (ausbreitungsbedingter) **Übermodulation** die Hüllkurve der modulierten Schwingung durch 0, so hat die ausfüllende HF-Schwingung einen **Phasensprung**. Dieser Phasensprung tritt dann auch im amplituden-begrenzten Signal auf. Dies hat zur Folge, daß der Synchron-Demodulator bei dieser Art der Träger-Rückgewinnung genau wie ein Hüllkurven-Demodulator arbeitet. Das demodulierte Signal hat damit die (prinzipielle) Form der detektierten Hüllkurve links in Bild 2.6 (Seite 5). Also ist bei den IC-Demodulatoren (ohne Träger-Filter) auch keine Übermodulation zulässig, weil dies auf nichtlineare Verzerrungen des demodulierten Signals führt.

Eine wesentliche Verbesserung in Bezug auf Übermodulation bringt das in Bild 3.5 vorgesehene (optionale) schmale **Bandpaß-Filter für den Träger**. Wird tatsächlich nur der Träger (und praktisch nichts von den Seitenbändern) durchgelassen, so erhält man immer einen phasenrichtigen Hilfsträger, also auch bei einem „Träger-Rest“ in Folge von Fading. Ausnahme davon ist nur ein Totalschwund des Trägers bei Fading. Mit dem schmalbandigen Trägerfilter arbeitet der Synchron-Demodulator auch bei Übermodulation  $m > 1$  richtig<sup>3</sup>.

Statt eines schmalen Filters für den Träger wird in moderner Technik ein **Phasen-Regelkreis** (PLL, *phase locked loop*) verwendet, Bild 3.6 [2].

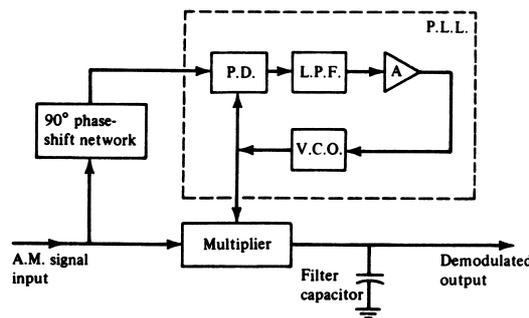


Bild 3.6: PLL Demodulator für AM (PD: *phase detector*, LPF: *low pass filter*, A: *amplifier*, VCO: *voltage controlled oscillator*, PLL: *phase locked loop*)

### 3.2.1 Zeitsignale bei Synchroner Demodulation von AM

In Bild 3.7 sind die zeitlichen Verläufe der Signale dargestellt, die sich bei synchroner Demodulation („lineare“ Demodulation, ideale Demodulation) eines AM Signals ergeben.

In Bild 3.7 ist die AM-Schwingung mit Modulationsgrad  $m = 0,7$  in der Farbe magenta gezeichnet. Das Produkt der AM-Schwingung mit der (empfangsseitigen) Hilfsträger-Schwingung ist grün gezeichnet. Dies ist das Ausgangssignal des Multiplizierers und hat nur positive Werte. Es enthält daher einen Gleichanteil (blau, gestrichelt), der proportional zur Amplitude des Trägers ist. Diese Spannung  $u_{AGC}$  wird zur Verstärkungs-Regelung (automatischer Schwundausgleich, AGC: *automatic gain control*) des Empfängers verwendet. Dieser überlagert ist die demodulierte Nachrichtenspannung  $u_N(t)$  (NF-Spannung), hier blau gezeichnet.

Die Spannungen  $u_{AGC}$  und  $u_N(t)$  stehen hinter dem Tiefpaß (LPF: *low pass filter*), der auf den Multiplizierer folgt, als  $u_{Dem}(t)$  zur Verfügung, Bild 3.5.

- Wie aus Bild 3.7 erkennbar ist, gewinnt man die NF-Spannung hier nicht durch Spitzengleichrichtung, sondern durch **zeitliche Mittelwertbildung**. Ein „Diagonal Clipping“ kann daher hier nicht auftreten.

<sup>3</sup>Nicht jedoch bei DSB (DSB-SC), weil hier der Träger identisch Null ist:  $m \rightarrow \infty$ . Für DSB (digital: PSK, *phase shift keying*) kann der „Costas“ PLL-Demodulator verwendet werden.

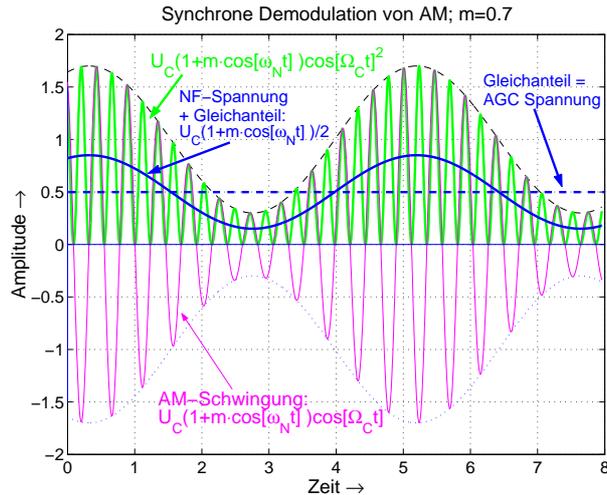


Bild 3.7: Die zeitlichen Verläufe der Signale bei Synchron-Demodulation von AM („lineare“ Demodulation)

Hat man einen frequenz- und phasen-richtigen empfangsseitigen Hilfsträger zur Verfügung, kann auch noch bei **totalem Träger-Schwund** korrekt demoduliert werden, Bild 3.8 (links). Logischerweise entsteht hierbei auch keine AGC-Spannung. Eine amplitudenmodulierte Schwingung ohne Trägerlinie wird DSB (*double side band*) Modulation genannt.

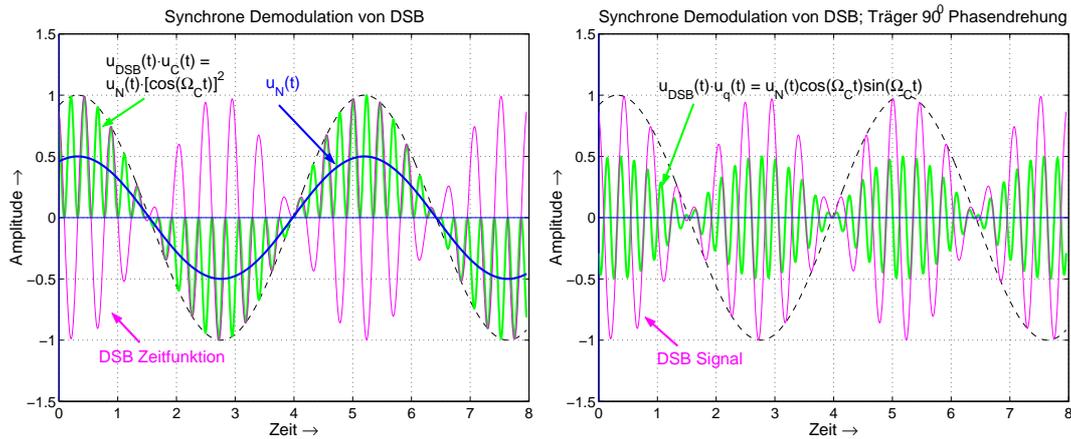


Bild 3.8: Synchrone Demodulation einer DSB mit phasenrichtigem Hilfsträger (links) und mit 90° phasenverschobenem Hilfsträger. Im letzteren Fall entsteht keine demodulierte Schwingung nach dem Tiefpass (rechts).

Bild 3.8 zeigt, daß der empfangsseitige Hilfsträger nicht nur **Frequenz-richtig**, sondern auch **Phasen-richtig** sein muß.<sup>4</sup> Ist der Hilfsträger um 90° in seiner Phase verschoben, ergibt sich kein demoduliertes Signal, Bild 3.8 rechts.

### 3.2.2 Spektren bei Synchroner AM-Demodulation

Zur Multiplikation im Zeitbereich gehört im Spektrum die Faltung. Diese ist in dem Falle, daß eine dieser Funktionen aus  $\delta$ -Linien (Dirac-Impulse) besteht, sehr einfach durchzuführen: Die zu faltende Funktion, hier

<sup>4</sup>Die Darstellung in Bild 3.8 hat prinzipielle Bedeutung für **digitale Modulation**. Bei dieser werden senderseitig sowohl ein Cosinus-Träger als auch ein Sinus-Träger verwendet. Auf jeden der beiden wird je die Hälfte der digitalen Information als DSB moduliert. Im digitalen Empfänger können beide Anteile wieder getrennt werden, indem mit zwei synchronen Demodulatoren gearbeitet wird, wobei einer mit einem Cosinus-Hilfsträger und der andere mit einem Sinus-Hilfsträger versorgt wird. Damit erhält man die beiden digitalen Informationen wieder zurück. Die zugehörigen digitalen Modulationen sind QPSK, 16QAM, 64QAM, usw., abhängig von der Abbildung (*mapping*) der Datenbits auf die digitalen Symbole. Bei der Darstellung wird dem Cosinus-Träger die reelle Achse zugeordnet und dem Sinus-Träger die imaginäre Achse. Imaginär bedeutet in der Technik immer eine 90° Phasendrehung!

das AM-Spektrum, wird an die Position von jedem der beiden  $\delta$ -Linien geschoben und addiert.<sup>5</sup> Man erhält damit die Darstellung in Bild 3.9. Die Faltungsoperation wird hier durch  $\left\{ \frac{1}{2\pi} \right\} *$  dargestellt.

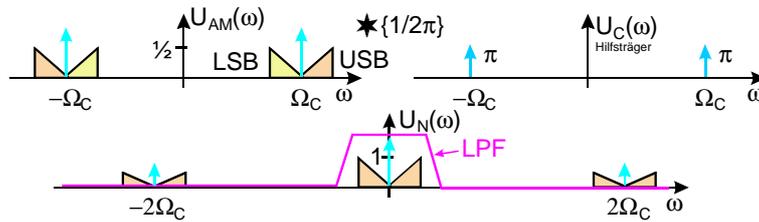


Bild 3.9: Die Spektren der Signale bei Synchron-Demodulation von AM; LPF: *low pass filter*

Das Tiefpaß-Filter (LPF: *low pass filter*) nach dem Multiplizierer läßt nur den Gleichanteil (AGC Spannung) und das Spektrum des demodulierten Signals passieren. Höherfrequente Anteile (auf der zweifachen Trägerfrequenz  $2\omega_C$ ) werden unterdrückt.

### 3.3 Quadratischer Demodulator

Es soll noch der Fall betrachtet werden, daß in der Struktur des Synchron-Demodulators, Bild 3.5 (Seite 8), sowohl das Trägerfilter als auch der Begrenzerverstärker (Limiter) fehlen, Bild 3.10.

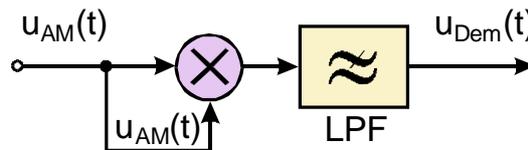


Bild 3.10: Blockschaltbild eines quadratischen Demodulators

Diese Verhältnisse findet man entsprechend wieder bei der Demodulation an einer gekrümmten Kennlinie. Hier soll nur die Wirkungsweise des quadratischen Anteils betrachtet werden. Bei diesem Demodulator handelt es sich also nicht um eine „ideale“ Demodulation, idealisierte Verhältnisse liegen nur in so weit vor, als nur ein quadratischer Term betrachtet wird.

Aus Bild 3.10 erkennt man, daß am Eingang des Tiefpaß-Filters die Spannung

$$u_{AM}(t) \cdot u_{AM}(t) = [u_{AM}(t)]^2 \tag{3.5}$$

anliegt.

#### 3.3.1 Quadratische Demodulation im Zeitbereich

Die sich bei einer (rein) quadratischen Demodulation ergebenden Zeitverläufe sind in Bild 3.11 dargestellt.

Wie man durch den Vergleich mit der ideal demodulierten AM (gestrichelt) erkennt, ist die quadratisch demodulierte AM in ihrer Kurvenform verzerrt. Die quadratisch demodulierte AM ist in diesem Falle nicht mehr Cosinus-förmig. Eine Fourier-Analyse ergibt Klirrranteile 2. Ordnung.

Während eine Klirranalyse nur Oberschwingungen ergibt, ergeben sich beim gleichzeitigen Vorhandensein mehrerer Töne auch entsprechende Kombinationsfrequenzen. Diese Kombinationsfrequenzen sind bezüglich der Wirkung auf das Ohr störender als die Klirrranteile.

#### 3.3.2 Quadratische Demodulation im Frequenzbereich

Im Spektrum läßt sich das Produkt im Zeitbereich, Gleichung (3.5), durch eine Faltung beschreiben.

$$u_{AM}(t) \cdot u_{AM}(t) = [u_{AM}(t)]^2 \quad \longleftrightarrow \quad U_{AM}(\omega) \left\{ \frac{1}{2\pi} \right\} * U_{AM}(\omega) \tag{3.6}$$

<sup>5</sup>Zur Faltung und zu deren Vereinfachung „vereinfachte Faltung“ siehe das Vorlesungsskript „Die Fourier-Transformation und ihre Anwendungen“, Teil 4.

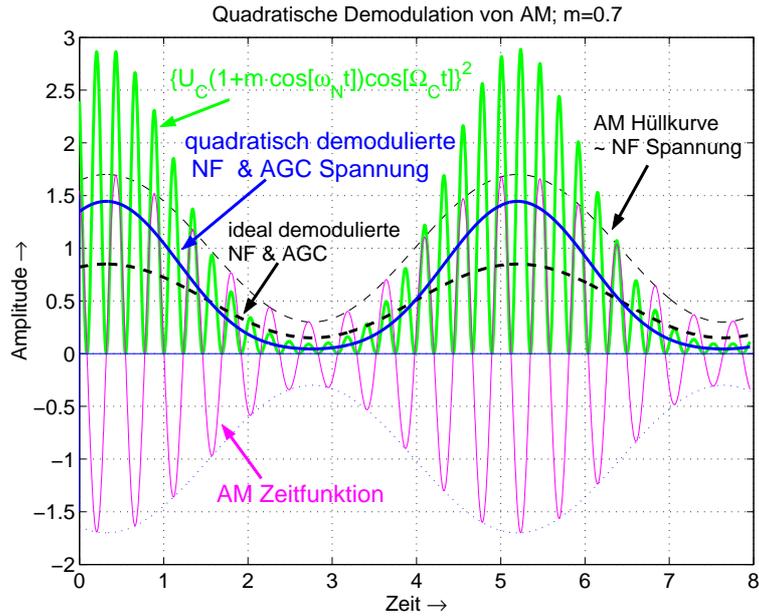


Bild 3.11: Zeitverläufe bei der Demodulation einer AM Schwingung mittels eines quadratischen Demodulators; zum Vergleich gestrichelt das demodulierte Signal bei „linearer“ Demodulation (ideale Demodulation)

Das prinzipielle Ergebnis dieser Faltung ist in Bild 3.12 dargestellt. Als Form für das Spektrum der Nachricht wird hier ein  $\square$  angesetzt.

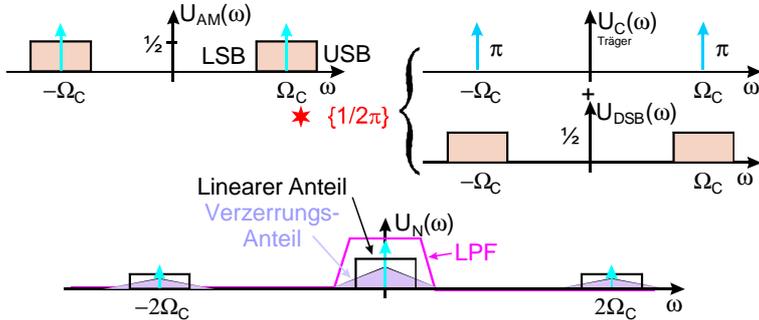


Bild 3.12: Spektren bei der Demodulation einer AM Schwingung mittels eines quadratischen Demodulators

In der Figur Bild 3.12 ist angedeutet, daß sich die durchzuführende Faltung (gemäß dem Linearitäts-Satz) in einfachere Teile aufspalten läßt.

Aus dem Ergebnis dieser Darstellung wird ersichtlich, daß die Intermodulations-Verzerrungen, die bei einer quadratischen Demodulation entstehen, zum größten Teil in das Nutzband der demodulierten Nachricht fallen und nicht durch ein Tiefpaß-Filter (LPF) beseitigt werden können. Unterstellt ist bei der Berechnung, daß das Nachrichtenband spektral gleichmäßig ausgefüllt sein soll. ( $\square$ -Form) In diesem Fall ergibt sich eine Verzerrung, die bei tiefen NF Frequenzen besonders stark ausgeprägt ist. ( $\wedge$ -Form)

### 3.4 Demodulator-Kennlinien

Betrachtet man den Zusammenhang zwischen der (oberen) Hüllkurve der AM und der Form der demodulierten NF, so kann damit eine Demodulator-Kennlinie angegeben werden. Diese ist für den Fall der Synchronen Demodulation linear und beim quadratischen Demodulator quadratisch, Bild 3.13.

Die Hüllkurve der AM ist dabei in normierter Größe (0 bis 2) anzusetzen. Die Trägeramplitude (entsprechend zu Bild 2.5, Seite 5) ist an der durch den Pfeil (Träger  $m = 0$ ) markierten Stelle anzulegen.

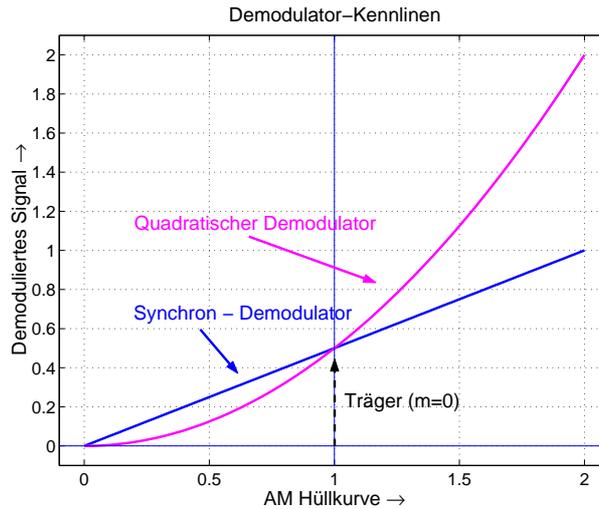


Bild 3.13: Kennlinie des Synchron-Demodulators und des Quadratischen Demodulators

### 3.5 Systematik der AM-Demodulation

- Eine Demodulation kann (wie eine Modulation auch) nur mit Hilfe eines **nichtlinearen** Netzwerkes (bzw. Schaltung mit nichtlinearer Übertragungskennlinie) erfolgen.
- Ideale Formen der nichtlinearen Kennlinien sind **Knick-Kennlinie** (für Demodulation) und **quadratische Kennlinie** (für Modulation).
- Hinter dem nichtlinearen Übertragungsglied ergeben sich:
  - ein Gleichanteil, der zur automatischen Verstärkungsregelung (AGC) verwendet werden kann,
  - das gewünschte demodulierte Nachrichtensignal,
  - unerwünschte Verzerrungsanteile, teils im NF-Band, teils höherfrequent.
- Das demodulierte Signal kann (abhängig von der gewählten Schaltung) gewonnen werden durch:
  - **Spitzen-Wert Abtastung** durch Aufladung eines Kondensators (z.B. Detektorschaltung oder Gittergleichrichtung)
  - **Mittelwert-Bildung** durch Filterung mit einem Tiefpaß (z.B. synchrone Demodulation oder Anodengleichrichtung)
- Nichtlineare Verzerrungen infolge von „**Diagonalem Clipping**“ tritt **nur bei der Spitzen-Wert Abtastung** auf, wenn die Zeitkonstante  $T = R \cdot C$  der „RC-Kombination“ zu groß gewählt wird.
- Bei Mittelwert-Bildung gibt es kein „Diagonal Clipping“. Eine zu große Zeitkonstante  $T$  beschneidet nur die hohen Spektralanteile des NF-Signals.
- Verzerrungs-Anteile im NF-Band, die bei quadratischer Demodulations-Kennlinie entstehen, werden durch Mittelwert-Bildung nicht beseitigt.

Das Literaturverzeichnis befindet sich am Ende der Artikelserie.