

# Krücken zur Hilfe

auf Deinem Weg  
zum Amateurfunk

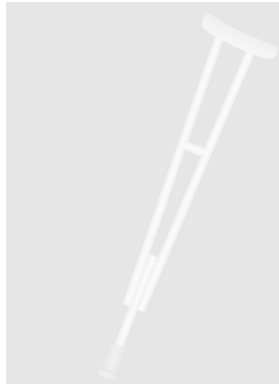


Erklärungen zum Prüfungsstoff von DL9HCG

# Inhaltsverzeichnis

## **S Inhalt**

2	Inhaltsverzeichnis	74	Dezi-Bel, Digitales Messen	123	Oszillatoren
4	Vorwort	75	Oszilloskop	131	Sender
6	Einheiten, Formelzeichen	77	Spektrum-Analyzer	133	Antennen
10	Strom	78	Mit Computer messen, Digitales	138	Anpassung
11	Gleichstrom, Wechselstrom	79	Analog/Digital-Wandler	140	Kabel usw.
16	Widerstand	81	Frequenzzähler	143	Vom Kabel zur Abstrahlung
20	Farbring-Code	84	Binär und Hexadezimalsystem	144	Antennen
22	Kondensator	86	Digitale Schaltungen	147	Vertikal-Antennen
24	Temperaturkompensation	90	Digitale Betriebsarten, Telegrafie	150	Yagi-Antenne
25	Spule, Schwingkreis, AL-Wert	91	RTTY, Pactor, Packet-Radio, SSTV	151	KW- Langdraht Antennen
32	Blind- Wechselstromwiderstand	95	PLL-Systeme	153	Schleifenant., Quad, Delta-Loop
34	Saug-, Leitkreis, Hoch, Tiefpaß	101	Vom Dampfradio bis Hightech	155	Trap-Antennen
38	Dioden, 40 Demodulator	102	Super	157	Sperrtopf und J-Antenne
43	Kapazitätsdioden, Zener Dioden	103	Doppelsuper	158	HF-Signal auf Reisen
45	Transistor	105	Dreifach Super	159	Die Schichten d. Ionosphäre
50	Arbeitspunkt	106	Dioden-Ringmischer	160	Interferenz, Auslöschung
53	Emitter-, Basis-, Kollektorschaltg.	108	Mischer, ZF	161	UKW-Ausbreitung
57	Feldeffekt-Transistor	109	SSB-Verstärker	162	Eigenschaften der Ionosphäre
59	Meßtechnik	110	Endstufe in Gitter Basis Schaltung		
62	Meßbereichs-Erweiterung	111	HF-Verstärker		
67	HF-Messung, HF-Tastkopf	112	Demodulatoren		
72	HF-Leistungsmessung	117	Konverter Transverter Veviefacher		
		119	Operationsverstärker		



Falls weitere Seiten hinzukommen, wird auf dieser Seite das Inhaltsverzeichnis fortgesetzt.

## Vorwort.

Ich bin weder Physiker noch Mathematiker, ich habe nicht studiert. In der Schule war ich ein sehr, sehr schlechter Rechner, und ich habe mich zum Abschlußzeugnis eher "durchgemogelt". Zum Buchdrucker und Schriftsetzer hat es dann aber schließlich doch gereicht . . . .

Ich bin also keine "Leuchte", wie man so sagt. Und als mich das "Funkfieber" packte, wollte ich da mitspielen. Ich - ich, ein Nichts ! Ausgerechnet ich, - iich wollte mich auf die Prüfung vorbereiten.

Also, auf zu einem Kursus! - Aber o Graus, da wurden Dinge abgehandelt - von denen hatte ich noch nie was gehört, - und - Formeln! Na, das war was für mich. Und um es kurz zu machen: Schwuppdwupp habe ich das Geld sausen lassen, was für den Kursus schon vorher bezahlt war.

Ein glücklicher Zufall spülte mir einen gleichgesinnten Partner ins Fahrwasser. Der wollte sich auch auf die Prüfung stürzen, - wie ich einst. Hans-Werner war Kaufmännischer Angestellter. Und er hatte ein für mich sehr wertvolles Talent: Mir Schwachsinnigem brachte er tatsächlich die Anfänge des Formelrechnens bei, soweit sie für die Prüfung erforderlich waren. Für mich ist das noch heute ein Wunder.

Das weitere gemeinsame Lernen des Prüfungsstoffes fing an, nicht mehr abstoßend zu wirken - nein, es begann sogar ein wenig Spaß zu machen. Im Grunde waren wir beide dadurch keine Physikgenies geworden, aber wir haben uns unsere Eselsbrücken gebaut, mit Hilfe derer wir - 11 Monate später unsere Prüfung absolviert haben.

Ich gebe ja zu, daß ich in der Zwischenzeit etwas dazugelernt habe. Aber ich bin immer noch so eine Art "Halbwissender" geblieben. Ich lebe weiterhin mit den Eselsbrücken dieses Halbwissenden. Und als ein solcher versuche ich, mit meiner Halbwissens-Krankheit andere anzustecken.

Es scheint mir aber, daß man es gerade mit diesem Halbwissen leichter hat, dem ungeübten Mitmenschen die Thematik nahezubringen.

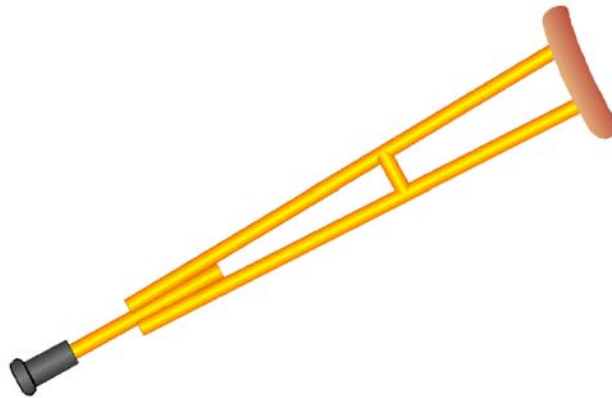
Der Ungeübte "schluckt" das leichter. Damit soll nicht gesagt sein, daß er das Wissen nur schlucken muß - gleichsam, wie vom Nürnberger Trichter - nein, ohne eigenes Dazutun geht es dann doch nicht . . .

Keine Hochschul- oder Elektroniker Ausbildung.

Man erwarte darum bitte mit den folgenden Abhandlungen keine physikalisch-technische Fach-Ausbildung sondern:  
Eine Krücke gibt seine Krücken an andere weiter! **Es soll lediglich die Prüfung bestanden werden !**

Viel Erfolg bei der Handhabung meiner Krücken wünscht Günter, DL9HCG

Günter Lindemann, Meiendorfer Str 25, 22145 Hamburg, 040- 69458633, E-Mail: dl9hcg@alice-dsl.net



P. S. Fachleute sollten das besser nicht lesen, wegen der Zahnschmerzen, die ihnen meine bewußt unfachmännischen Krücken mit Sicherheit bereiten würden.  
Ich übernehme keine Zahnarztkosten !

Hinweis: Unter dem Dateinamen „LICHTBLICK“ existiert eine Hilfe, in der für jede der Fragen der Fragenkataloge ein ganzseitiger Lösungsweg aufgezeigt wird. (Internet: [www.dl9hcg.a36.de/Lichtblick.html](http://www.dl9hcg.a36.de/Lichtblick.html))  
Viele Ortsverbände des DARC bieten Kurse an, die die Prüfungsreife ermöglichen. Nutzen Sie das unbedingt!!!

# Die Einheiten

Wenn man die Begriffe Kilo, Milli oder Mega hört, ist wohl so ziemlich jeder mit an Bord, aber bei Nano und Piko - mit denen wir uns hier befassen müssen ?

Deshalb hier eine Auflistung ihrer Begriffe und Wertigkeiten, hinter denen sich z.B. Nanofarad verbirgt.

Einheit	Größe	Exponent
1 Giga	1 000 000 000	$1 \cdot 10^9$
1 Mega	1 000 000	$1 \cdot 10^6$
1 Kilo	1 000	$1 \cdot 10^3$
Hundert	100	$1 \cdot 10^2$
Zehn	10	$1 \cdot 10^1$
EINS	1	$1 \cdot 10^0$
1 Zehntel	0,1	$1 \cdot 10^{-1}$
1 Hundertstel	0,01	$1 \cdot 10^{-2}$
1 Milli (m)	0,001	$1 \cdot 10^{-3}$
1 Mikro ( $\mu$ )	0,000 001	$1 \cdot 10^{-6}$
1 Nano (n)	0,000 000 001	$1 \cdot 10^{-9}$
1 Piko (p)	0,000 000 000 001	$1 \cdot 10^{-12}$

0	,	Milli	.	Mikro	.	Nano	.	Piko
				0	,	0	1	
						5		
						5	0	0

= 0,01  $\mu$ F  
 = 5 nF  
 = 5 000 pF

Gute Dienste bei der Umstellung der Einheiten leistet das karierte Rechenpapier, wie wir es aus der Schule kennen. Oben ist das erkennbar. Mit dem Beispiel: Umstellung auf NanoFarad.

Wenn z.B. für die vorgegebenen Werte mal  $\mu$ Farad, nanofarad oder pikofarad verwendet wurden, lässt sich das damit einfacher darstellen.

Die Einheiten sind in Dreiergruppen aufgeteilt:

z.B. mmm - wobei die linke Stelle 100-milli, die mittlere 10-milli und die rechte 1-milli bedeutet.

Gefolgt werden die Milli's von den Mikro ( $\mu$ ), den Nano und den Piko. Auf einen Blick ist das überschaubar geworden.

# Bedeutungen einiger Formelzeichen in der Elektronik.

Herkunft	Bedeutung	Anwendung	Weiteres
<b>A</b> Area	Gebiet = Fläche	in Meter <sup>2</sup> , cm <sup>2</sup> , mm <sup>2</sup>	Quadratmeter, -cm usw.
<b>a</b>	Abstand	Strecke in Meter,	cm, mm
<b>B</b> Bandbreite	<b>B</b> eines HF Signals	in Hertz	Physiker Heinrich Hertz
<b>C</b> Capacity	Speichervermögen	in Farad	Physiker Michael Faraday
<b>c</b> candela	Lichtgeschwindigkeit	300 000 km/ sec.	candela für Lichtstärke
<b>d</b> distanz,	radius = Abstand	Strecke in Meter, cm, mm	
<b>dB</b> dezi-Bel	Logar. Verstärkungsmaß	in dB	Log = Log-Taste
<b>E</b> <b>E</b>	Elektrische Feldstärke	in Volt pro Meter ( V/ m)	auch E-Vektor = Vektor der <b>E</b>
<b>F</b> Farad	Speichervermögen	in Farad	Physiker Michael Faraday
<b>f</b> Frequenz	Häufigkeit e.Schwingung	in Hertz pro sekunde (Hz)	Physiker Heinrich Hertz
<b>G</b> Güte	eines Schwingkreises	Gütezahl	= $f_{RES} / \text{Bandbreite}$
<b>g</b> gain	Verstärkung in dB,	oder Verst.-Faktor :	n- fache Verstärkung
<b>H</b> Henry	Magnetische Feldstärke	in Henry <i>Induktivität</i> ,	auch <b>H</b> -Vektor der magn. Feldst.
<b>h</b> hour	Stunde kWh,	Kilowattstunde	Ah = Amperestunde
<b>I</b> Intensity	Stromstärke, <i>Intensität</i>	in Ampere mA, $\mu$ A, nA usw.	
<b>K</b> Kilo	1000 Ohm, Hertz usw.	kW, k $\Omega$ usw.	Gewicht = 1000 Gramm
<b>L</b> Lorenzkraft	Induktivität	in Henry (H) mH, $\mu$ H, nH	Phys. Henr. Anton Lorentz
<b>l</b> Länge	Abstand Strecke	in Meter, cm, mm	
<b>M</b> Million	Mega = Million	MHz = Million Hertz	auch Mega-Ohm, Volt,
<b>m</b> milli	Teil e. Menge	Tausendstel	mA, mV, mW, m usw.
<b><math>\mu</math></b> mikro	mikro Menge,	<b><math>\mu</math></b> = Millionstel	$\mu$ H, $\mu$ F, $\mu$ V, $\mu$ A usw.
<b>n</b> Menge	eine Anzahl von	<b>n</b> Windungen, Wiederholungen usw.	
<b>n</b> nano	nano - Henry, Farad usw.	Milliardstel einer Menge	nH, nV, nA, nW, nF usw.

# Bedeutungen weiterer Formelzeichen in der Elektronik.

Herkunft	Bedeutung	Anwendung	Weiteres
<b>P</b> Power	elektrische Leistung	in Watt, $P = U \cdot I$	James Watt
<b>Q</b> Quality	Güte bei <i>Schwingkreis</i>	nach Gütezahl	$= f_{RES} / \text{Bandbreite}$
<b>R</b> Resistance	elektrischer Widerstand	in Ohm	$1/R = G = \text{Leitwert}$
<b>r</b> radius Abstand	in Meter, cm, mm	wie auch $d = \text{Distanz}$	
<b>S</b> Strenght	Feldstärke <i>Field-Strenght</i>	in Dezibel u. S-Stufen	6 dB = 1 S-Stufe
<b>s</b> Sekunde	Zeiteinheit in Sekunden	ms, $\mu$ s, ns	Milli, mikro, nano Sekunden
<b>T</b> Tesla	Magnetische Induktion	Vs/m <sup>2</sup>	Physiker Nicola Tesla
<b>t</b> time Zeit	meist in Sekunden	Formelzeichen = s	
<b>U</b> Ursache	Spannung Volt ( V )	U in Volt	Physiker Alessandro Volta
<b>V</b> Volt	elektrische Spannung	Ursache f.d. Stromfluß	U in Volt (V)
<b>W</b> Watt	elektrische Leistung	Power in Watt. $P = U \times I$ ;	James Watt
<b>X</b> Imaginärzahl	Scheinbare Zahl ,	<b>X</b> -Achse = waagerechte	in der Oszilloskopie
<b>X</b> Impedanz	Innen / Außenwiderstand	in Ohm,	<b>XL, Xc ZEINGANG, ZAUSGANG</b>
<b>YY</b> -Achse	Vertikale Achse Oszilloskop	Y-Achse = senkrechte	in der Oszilloskopie
<b>Z</b> Impedanz	Innen / Außenwiderstand	Scheinwiderstand in Ohm	<b>XL, Xc ZEINGANG, ZAUSGANG</b>
$\Delta$ Delta	Änderung eines Ereignisses :	Spannung, Strom,	Frequenz usw.
$\lambda$ Lambda	Wellenlänge - Länge	EINER periodischen	Schwingung in Meter ( m )
$\pi$ Pi	Kreiszahl		3,141592654
$\rho$ Rho	spezifischer Widerstand	in Ohm eines Materials	von 1m Länge • 1mm <sup>2</sup> Ø
$\phi$ Phi	Phasenwinkel, allgem.	Strom / Spannung in Grad	Sinus- Winkel
$\omega$ Omega	Kreisfrequenz = $2 \cdot \text{Pi} \cdot f$	Schwingkreis- Berechnung	
$\Omega$ Ohm	elektrischer Widerstand	Kurzbezeichnung f. Wert	



# Erklärung der Schreibweise.

Wenn es um eine Formel geht, sieht sie so aus: Ein rot unterlegtes Kästchen, wie dieses Beispiel:

$$\text{Leistung} = P = U \cdot I$$

Rechenbeispiele sind meist in einem grün unterlegten Kästchen, wie dieses Beispiel:

$$\begin{array}{lll} U = \text{Pegel} & > \mathbf{120} \text{ dB}/\mu\text{V} & = \mathbf{120} \\ \text{teilen} & > \div \mathbf{20} & = \mathbf{6} \text{ ( } 10^6 \mu\text{V/m) } \\ \text{logarithmieren} & > \mathbf{6 \cdot [10^X]} & = \mathbf{1\ 000\ 000 \mu\text{V/m}} \end{array}$$

Dabei ist  $U = \text{Pegel}$  zunächst die Erklärung, um was es geht. Das Zeichen  $>$  ist die Aufforderung zu einer Eingabe in den Taschenrechner. Fettgedrucktes ist einzugeben: **120**. Dahinter steht kleiner dB/ $\mu$ V, nur damit ich weiß was die Eingabe bedeutet. Nach dem Gleichheitszeichen = steht das, was das Display anzeigen sollte. Hier **120** ebenfalls fettgedruckt.

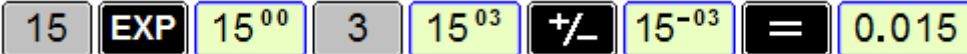
Mit  $15^3$  ist der **Logarithmus zur Basis 10** gemeint: ( Gesprochen fünfzehn mal zehn hoch drei. Mathematisch:  $15 \cdot 10^3$  ). Ich schreibe das in Rechenbeispielen immer mit ^ (Hochzeichen). Es wird dafür die Taste [EXP] eingesetzt. Ein Beispiel:

Die Prozedur:  Auf gelbgrünem Grund = Display-Anzeigen.

Der Faktor ( Multiplikations oder Divisionsfaktor ) **15** hat sich entsprechend dem Exponenten, der **3**, um drei Zehnerpotenzen auf **15 000** erhöht, (Mit 1000 multipliziert).

Der Exponent (*Hochzahl*) gibt stets die Anzahl der auf die Faktorzahl folgenden Nullen an, **wenn der Exponent positiv ist.**

Bei **negativem Exponenten** wie  $15 \cdot 10^{-3}$  gibt der (**negative**) Exponent die Anzahl der Nachkommastellen an. ( Wenn der einzugebende Wert kleiner als 1, also 0,9999.... oder kleiner ist.)

Die Prozedur: 

Der Faktor **15** ist um drei Zehnerpotenzen nach hinten gerückt. Seine letzte Ziffer, die **5** erscheint an der dritten Nachkommastelle. **Quadratzahlen** wie Spannung zum Quadrat erscheinen in der gewohnten Schreibweise, wie  $U^2$ ,  $\text{mm}^2$  usw.

# Krücken - ein Hilfsmittel zur Vorbereitung auf die Prüfung für Funkamateure

Für denjenigen, der sich mit der Funktechnik nicht auskennt und glaubt, es gehörten überirdische Kenntnisse dazu, dessen Mathematik-Kenntnisse verschüttet sind - *das ist ja schon soo lange her* - der also glaubt, die Prüfung nicht zu bestehen, dem sollen die Krücken helfen, den Pfad zur „Erleuchtung“ zu finden.

Schritt für Schritt steigen wir in die Materie ein. Beginnend mit Strom und Spannung, tasten wir uns auf leicht - manchmal zu leicht verständliche Weise an die weiteren Themen des Prüfungsstoffes heran.



## Beginnen wir mit dem Strom.

Elektrischer Strom kann nur dann fließen, wenn man ihm einen Weg bereitet, der ein geschlossener Kreislauf sein muß. Ein Stromkreis. Leitfähiges Material, wie etwa Kupferdraht ist geeignet.

Kupfer hat nach Silber die zweitbeste Leitfähigkeit, weil es über eine große Menge frei beweglicher Elektronen verfügt, die vielleicht nicht so genau wissen, zu welchem Atom gehöre ich?

Im passiven Zustand, wenn niemand die Elektronen stört, halten sie sich in der Nähe ihres Atomverbandes auf, dem sie sich zugehörig fühlen. Hält man ihnen aber ein Leckerli hin, dann wollen sie es natürlich sofort haben: Das Leckerli was Elektronen „elektrisiert“, ist der Pluspol einer Spannungsquelle. Der Pluspol deshalb, weil ungleiche Partner sich wie im richtigen Leben „anziehend“ fühlen. Denn Elektronen sind negativ geladene Ladungsträger, daher die Liebe zum Positiven.

Stellen wir uns also vor, eine Batterie oder eine andere Stromquelle sei in dem erwähnten Stromkreis vorhanden. Wie im Gänsemarsch marschiert das gesamte Heer der Elektronen gleichzeitig los, als hätte die Spannung den Marschbefehl gegeben. Die Truppe marschiert im normalen Marschtempo, was angesichts heutiger Möglichkeiten sehr langsam zu nennen ist, aber das gesamte Heer hat sich *gleichzeitig* im gesamten Stromkreis in Bewegung gesetzt.

In dem erwähnten Stromkreis sind also alle Elektronen gleichzeitig unterwegs. Sie streben zum positiven Potential der Batterie, die ihnen wie eine Elektronen-Pumpe immer wieder Schwung gibt, und vom Minuspol abstößt. Das ist wie bei den Menschen, die das jeweils andere Geschlecht anzieht.

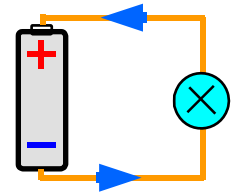
**Daraus folgt: Gleichnamige Pole stoßen sich ab - ungleichnamige ziehen sich an.**

Jeder hat schon einmal erlebt, wenn zwei Magneten einander abstoßen.

**Wir befinden uns in einem Gleichstromkreis**, in dem die Elektronen immer in die gleiche Richtung unterwegs sind. Blaue Pfeile deuten die Marschrichtung der Elektronen an.

Die Elektronen streben zum Pluspol der Batterie und werden vom Minuspol abgestoßen. Im Stromkreis wird eine Lampe betrieben. „Die Last ist eine Lampe“, sagt der Fachmann.

Die Belastung mit einem Verbraucher ist damit gemeint. Die Last, das kann unsere Lampe, ein Funkgerät, ein Widerstand oder ähnliches sein.



Die Spannung ist im Stromkreis die **U**rsache der **I**ntensität des Stromflusses, und so stehen die Buchstaben **U** auch für die Spannung, und **I** für den Strom. Für die elektrische Leistung muß die schöne Bezeichnung **P**ower erhalten, aus dem schließlich das **P** entlehnt wurde. Wenn wir nun noch die französische **R**esistance (Widerstand) dazutun, hat auch dieses Kind einen Namen.

Wie man Länge in Metern (m) mißt, so macht man es auch mit den elektrischen Größen. Für diese gelten folgende Maßeinheiten:

Die Länge **l** in Meter (m), (auch d oder r = Distanz oder Radius),  
die Spannung **U** in Volt (V), die Leistung **P** in Watt (W),  
der Strom **I** in Ampere (A), der Widerstand **R** in Ohm ( $\Omega$ ).

Man kann sie messen, und damit rechnen. Zum Beispiel, wenn man wissen will, wie groß der Stromverbrauch war, weil uns die Stromrechnung nicht ganz geheuer vorkommt. Machen wir das doch mal anhand der obigen Schaltung mit der Lampe.

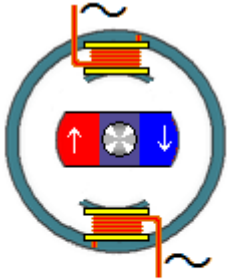
Die Batterie hat  $U = 1,5$  Volt; Auf der Lampe lesen wir  $1,5$  V,  $2$  A.

Die Formel dazu ist:  $P = U \cdot I$  Wir rechnen  $1,5 \text{ v} \cdot 2 \text{ A} = 3 \text{ Watt}$ .

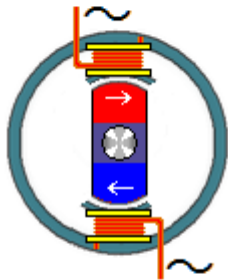
Nach der Formel:  $R = U \div I$  stellen wir sodann den elektrischen Widerstand der Lampe fest, indem wir rechnen:  
 $U = 1,5 \text{ v} \div I = 2 \text{ A} = 0,75 \text{ Ohm}$ .

Soweit unser Ausflug in die Mathematik, mit der wir uns später leider noch öfter befassen wollen oder müssen.

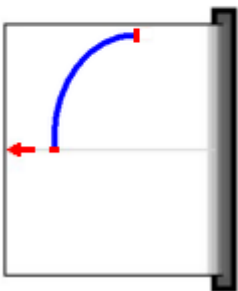
**Wechselstrom** kommt aus Generatoren. Sie sehen aus, wie Elektromotoren, funktionieren aber „umgekehrt“. Sie treiben nichts an, sondern müssen angetrieben werden, um Strom zu liefern. Das bekannteste Beispiel ist der Fahrrad-Dynamo, dessen Schema hier dargestellt sein soll. Sein Typenschild sagt u.a.: 6 V, 3 A.



Schaut man von oben in ihn hinein, so sieht man den vom Reibrad über die Achse angetriebenen Magneten, dessen Nordpol rot markiert ist. Im oberen Bild ist der Magnet in der Stellung, in der Nord und Südpol gleiche Entfernung zu den beiden Spulen haben. Man könnte das die Nullstelle nennen. Es wird keine Spannung produziert. Null Grad Sinus sagt der Fachmann.



Im zweiten (Teil)-bild hat sich der Magnet um  $\frac{1}{4}$  - Umdrehung weiter gedreht. Im Verlauf der Bewegung ist eine ansteigende positive Spannung in die (zusammengeschalteten) Spulen induziert worden. Wir stellen uns vor, daß der Strom in einem angeschlossenen äußeren Stromkreis, wie der sich drehende Magnet im Uhrzeigersinn, also rechts herum fließt. Wir nennen das bisherige Ergebnis die maximale Amplitude - die Spitzenspannung  $U_s$  der positiven Halbwelle. In dieser Stellung sind  $90^\circ$ -Sinus erreicht.



Ein Plotter, aus dem ein Papierstreifen nach links in Pfeilrichtung herausgezogen wird, hat mit seinem Schreibstift, dessen momentane Position rot markiert ist, die bisherigen Ereignisse mit blauer Tinte abgebildet.

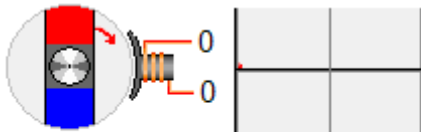
Der Dynamo erzeugt für diesen Moment 8,48 Volt, für die er ja eigentlich garnicht vorgesehen ist.

Des Rätsels Lösung: Es ist dies ja nur der kurze Moment in dem er die **Spitzenspannung** liefert. Zu anderen Zeiten hat er aber eine kleinere Spannung als 6 Volt produziert.

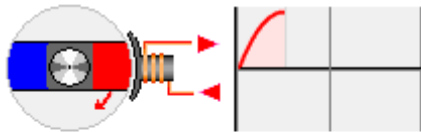
Wie komme ich dann also auf die 8,48 V? Nun, ich habe natürlich eine Formel angewendet, die besagt daß der Spitzenwert = Wurzel aus 2 (= 1,414) mal so groß ist, wie der Mittelwert = der Effektivwert.

Umgekehrt bekommt man den Effektivwert einer Spitzenspannung heraus, wenn man rechnet:  $45^\circ$  Sinus (= 0,707106) mal dem Spitzenwert. Und  $8,48 \text{ V} \cdot 0,707106$  sind die 6 Volt, die der Dynamo hergeben soll. Diese Zahl 0,707106 ist für den Elektriker und sonstige Fachleute ein sehr wichtiger Wert. Im Übrigen kommt man mit  $1 \div \sqrt{2}$  auf den gleichen Wert.

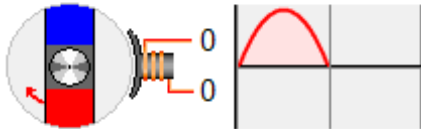
Auf dieser Seite sieht man nun nochmals einen gesamten Umlauf des Magneten, angefangen nochmals in der Stellung des beginnenden ersten Umlaufes



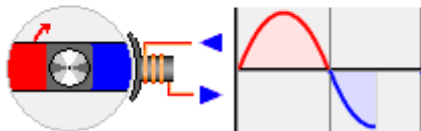
**Erstes Bild:** Die Zeichnung soll das Prinzip eines Wechselstrom-Erzeugers, oder Generators darstellen, wie man ihn im einfachsten Fall als Fahrrad-Dynamo vor sich hat. Der sich drehende Magnet induziert in die Spule zeitabhängig eine Spannung mit Beginn einer Drehbewegung.



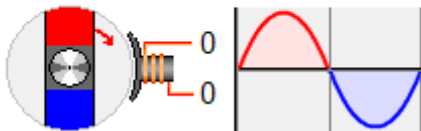
**2. Bild:** Der Magnet mit Nord- (rot) und Südpol hat sich über seine Achse in drehende Bewegung versetzt, und steht momentan mit seinem Nordpol der Spule gegenüber. Das Ergebnis ist dem Diagramm rechts zu entnehmen: Es ist der Moment des Maximums der positiven Halbwelle. Die Elektronen im äußeren Stromkreis werden dadurch im Uhrzeigersinn fließen. (Rote Pfeile zeigen die Richtung des Stromflusses).



**3. Bild:** Auf dem weiteren Weg hat der rotierende Magnet die senkrechte Stellung erreicht, in der der Südpol ganz oben ist. Nord- und Südpol sind nun gleich weit von der Spule entfernt, und es wird keine Spannung induziert. Im Diagramm entspricht das dem Zustand einer vollendeten Halbwelle.

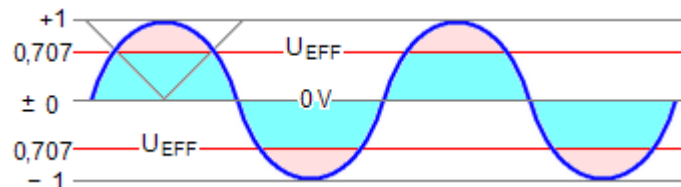


**4. Bild:** Mit dem Weiterdrehen strebt nun der Südpol der Spule zu - die Elektronen haben im Stromkreis ihre Richtung gewechselt - gegen den Uhrzeigersinn - daher die Bezeichnung Wechselstrom. Und es herrscht nun negatives Spannungsmaximum. (Blaue Pfeile deuten das an).



**5. Bild:** Der Magnet erreicht die Vollendung einer Umdrehung. Nord- und Südpol sind wieder gleich weit von der Spule entfernt, und wieder wird keine Spannung induziert. Ständiges Weiterdrehen lässt immerfort weitere Sinuskurven entstehen.

## Der Effektivwert einer Wechselspannung



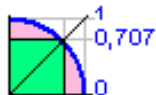
Er soll hier nochmals unter die Lupe genommen werden. Denn wenn für eine Wechselspannung angegeben wird, daß man es mit 230 V zu tun hat, dann ist in aller Regel der Effektivwert angegeben.

Der Grund dafür ist einfach: Wir nennen den Wert, den wir hätten wenn wir es mit 230 V Gleichstrom zu tun hätten, den Effektivwert. Wechselspannung hat nun aber ständig andere Augenblickswerte.

Die grafische Erklärung zeigt in der ersten Halbwelle, worum es geht. Die Menge oberhalb der Effektivspannung  $U_{EFF}$ , die hier rosa gezeichnet ist, füllt genau den Bereich der einer Rechteckspannung fehlt. Und das tut sie mit *allen* Halbwellen.

Die beiden Diagonalen entsprechen  $45^\circ$  und  $135^\circ \sin$ . (0,707 mal Spitzenwert).

Man gebe mal in den Taschenrechner ein:  $45 [\sin]$ . Schon hat man diese Zahl, die für uns sehr wichtig ist.



Eine der Seitenlinien des grünen Quadrates ist  $45^\circ [\sin]$  mal so lang wie die Diagonale. Und die Diagonale ist  $\sqrt{2}$  mal so lang, wie eine der Seitenlinien. (1,414 mal).

Wenn ich mal (*versehentlich* - *versteht sich*) mit meinen Händen prüfe, ob noch Strom in der Steckdose ist, bekomme ich einen elektrischen Schlag - einen Bax sagt der Hamburger und fragt sich, warum das so hart zugeschlagen hat.

Ihm ist klar, daß er die Verbindung länger als eine fünfzigstel Sekunde herstellte, und ihn also die Spannung von oberer zu unterer Spitze gekitzelt hat.

Er rechnet also:  $U_{SPITZE} = U_{EFF} \cdot \sqrt{2} = 230V \cdot 1,414 = 325,3 \text{ Volt}$ , was der Spitzenspannung entspricht, und verdoppelt werden muß, wegen der Spannung von oberer zu unterer Spitze (**Uss**) die ihm dieses Hochgefühl zuteil werden ließen.

Das Staunen gilt nun eher der Tatsache, daß er sowas überstanden hat.  
Denn 2-mal 325 V = 650 Volt - da braucht man sich nicht sehr zu wundern.

## Frequenz und Wellenlänge.

Frequenz nennt man das 'sich ständig Wiederholende'. In dem Bild der vorigen Seite sahen wir 2 vollständige Wellenzüge. Zwei Hertz. Würde man diese 2 Hz mit einem Sender auf die Reise schicken, dann käme der Beginn der Aussendung in einer Sekunde an einem Ort in 300 000 km Entfernung (= Lichtgeschwindigkeit) an, und der Rest der Sendung verließ gleichzeitig gerade den Sender. Die 0-Volt Achse der Zeichnung als Zeitablauf-Achse betrachtet wäre dann auf der Strecke die das Signal umfaßt, 300 000 km lang. Eines dieser zwei Hertzchen hat damit eine Wellenlänge von 150 000 km.

Auch hierfür haben wir ganz einfache Formeln und können damit rechnen:

Denn wenn 1 Hz = 300 000 km Wellenlänge, dann haben 10 Hz =  $300\,000 \div 10 = 30\,000$  km Wellenlänge.

Daraus folgt die Formel: Wellenlänge = Lichtgeschwindigkeit geteilt durch Frequenz, - in Fachchinesisch:  $\lambda = c \div f$

Und die Umstellung wäre  $f = c \div \lambda$  Der griechische Buchstabe  $\lambda$  (Lambda) steht für die Wellenlänge, das kleine  $c$  für Lichtgeschwindigkeit und klein- $f$  für Frequenz

Fritzchen hat ein CB-Funkgerät und macht damit Betrieb auf der Frequenz 27,275 MHz, das sind  $f = 27\,275\,000$  Hertz.

Frage: welche Wellenlänge ?  $\lambda = c \div f = 300\,000\,000$  m geteilt durch  $27\,275\,000$  Hz = 10,999 Meter.

Sein Freund funkt mit einer Wellenlänge von 2,013 Metern.

Frage welche Frequenz ?  $f = c \div \lambda = 300\,000\,000$  m geteilt durch 2,013 m = 149,031 Megahertz.

## Frequenz und Periodendauer.

Wenn eine Schwingung = 0,02 s „dauert“, dann passen in eine Sekunde 50 Hz.

$f = 1 \div t$  (Frequenz = 1 Sekunde, geteilt durch die Periodendauer  $t$  (s).

Bei einer Frequenz  $f$  von 50 Hz, beträgt die Periodendauer  $t = 0,02$  s.

$t = 1 \div f$  (Dauer einer Periode = 1 Sekunde geteilt durch Frequenz)

Das war aber nun eine ganze Menge trockenes Zeug, - mußte aber sein!

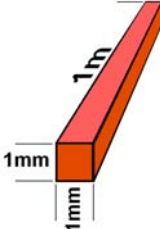
## Elektrischer Widerstand.

Die Lampe, die von der Batterie gespeist wurde, hat in Gestalt des Glühwendels einen elektrischen Widerstand. Und so haben *alle* Komponenten in einem Stromkreis einen elektrischen Widerstand. Selbst das, was allgemein als Isolator betrachtet wird, hat noch kleinste Spuren elektrischer Leitfähigkeit - nur eben klitzeklein.

Beginnend mit der Batterie, mit ihrem inneren Widerstand  $R_i$ .  
Dieser Innenwiderstand verringert sich im Laufe des Entladens der Batterie.

Es folgt der Widerstand des Leitungsdrahtes, von dem man glaubt, er sei ein verlustloser Leiter. So ganz trifft das aber nicht zu. Wenn der Drahtwiderstand auch sehr klein ist - er ist vorhanden !

Um den Widerstand der verschiedensten Materialien berechenbar zu machen, hat man von jedem Material eine Probe zugeschnitten, die 1m lang ist, und die eine Kantenlänge von 1mm hat, und das Ergebnis hat man den (Material)- Spezifischen Widerstand genannt. Hier sind einige aufgelistet:



Spezifischer Widerstand in Ohm bei 1 mm<sup>2</sup> und 1 m Länge

Silber	0,0160 Ω	Zinn	0,2070 Ω
Kupfer	0,0178 Ω	Blei	0,2080 Ω
Gold	0,0244 Ω	Platin	0,4300 Ω
Aluminium	0,0287 Ω	Quecksilb.	0,9410 Ω
Eisen	0,1300 Ω	Graphit	8,0000 Ω

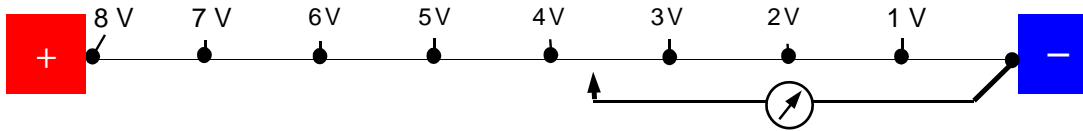
## Der Widerstand als Spannungsteiler.

Ein Draht, 1 m lang, mit einem Querschnitt = 1 mm<sup>2</sup> aus Graphit, hätte nach der Tabelle also einen Widerstand von 8 Ohm.

**Machen wir einmal ein Experiment:** Wir verbinden das eine Draht-Ende mit dem Pluspol, und das andere Ende mit dem Minuspol einer Spannungsquelle, die 8 Volt liefert. In der Zeichnung auf der nächsten Seite sind nur die beiden Pole der Batterie sichtbar gemacht, und der Graphit-Draht bildet den übrigen Stromkreis.

Mit einer Krokodilklemme kann nun ein beliebiger Teil dieser 8 Volt abgegriffen werden. Das Voltmeter zeigt in den gekennzeichneten Positionen die eingetragenen Teilspannungen an. Der Graphitfaden hat von Punkt zu Punkt je 1 Ω. Sein Gesamtwiderstand beträgt ja 8 Ω.

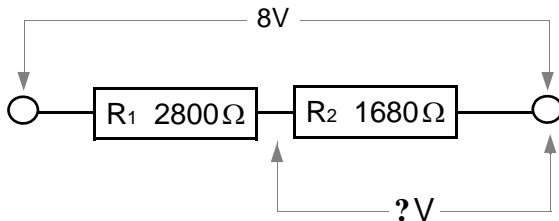




Wir können hier mit Recht behaupten, daß wir es mit  $1\Omega$  pro Volt zu tun haben. Oder auch mit 1 Volt pro Ohm !  
Wir haben hier eine Kette von 8 Widerständen deren Wert je 1 Ohm beträgt.

**Ein weiteres Experiment:** Wir vermindern den Querschnitt des Graphitfadens auf die Hälfte, auf  $0,5\text{mm}^2$ . Das hat eine Verdoppelung des Widerstandswertes zur Folge: Gesamt-widerstand = 16 Ohm; und zwischen den eingezeichneten Punkten je 2 Ohm. Die abzugreifenden Einzelspannungen ändern sich damit nicht, nur haben wir es nun mit 2 Ohm pro Volt zu tun.

Daraus ist abzuleiten:  
Das Verhältnis der Einzelspannungen verhält sich wie das Verhältnis der Einzelwiderstände.



### Ein Beispiel:

An der Reihenschaltung der beiden Widerstände  **$R_1 = 2800$  Ohm** und  **$R_2 = 1680$  Ohm** liegen 8 V.  
Wie groß ist die Spannung an  **$R_2$**  ?

Die Berechnung ist einfach: Der Gesamt-widerstand, an dem die 8 V liegen, beträgt  $2800 + 1680$  Ohm =  $4480 \Omega$ .

Um zu erfahren, wieviel  $\Omega/V$  das sind, rechnet man  $4480 \div 8 = 560 \Omega/V$ .

Nun teilen wir  **$R_2$**  (1680) durch die  $560 \Omega/V$  und erhalten  **$U_{R_2} = 3$  Volt**.

Auf die obige Zeichnung mit dem Draht übertragen, bedeutet das Beispiel, daß zwischen den einzelnen Meßpunkten Widerstandswerte von je 560 Ohm angetroffen werden, und der Gesamt-widerstand von 4480 Ohm an 8 Volt liegt. Damit wären die Spannungsangaben des oberen Bildes immer noch gültig.

Die Formel der Reihenschaltung von Widerständen lautet deshalb:  $R_{GES} = R_1 + R_2 + R_3 + \dots$  ...also nur addieren.

## Widerstände.

Widerstände werden, wie wir sahen auch als Bauteil hergestellt, um z.B. als Spannungsteiler zu dienen. In aller Regel wird auf ein Keramikröhrchen eine Schicht aufgebracht, die für den Strom nur eine geringe Leitfähigkeit hat. Sie besteht aus Kohle, Metalloxid oder anderen, wenig leitfähigen Materialien. An den Enden der Bauteile sind Anschlußdrähte- oder -Fahnen mit der Schicht oder dem Widerstandsdraht kontaktiert, damit das Bauteil in eine Schaltung eingelötet werden kann.

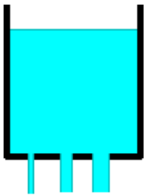


Im Bild finden wir den Drahtwiderstand, wo auf das Keramikrohr ein Widerstandsdraht, der seiner Länge wegen spulenförmig gewickelt ist, um eine handliche Bauform zu erreichen. Die Spulenform hat aber den Nachteil, daß ein solcher Widerstand für hochfrequente Anwendungen ungeeignet ist.

Für große Leistung ist er gebaut: Im Bild sieht man den grünen Drahtwiderstand, der mit 25 Watt belastbar ist, mit einem Fenster in dem ein Schleifkontakt laufen soll, (Prinzip des Spannungsteilers) - hinter einem 500 k $\Omega$ -Widerstand mit nur 1 W Belastbarkeit. Soweit zunächst zu den wichtigsten Bauformen des Bauteils Widerstand.

**Widerstände parallel geschaltet** werden benutzt, um zum einen den Wert zu verringern, oder aber um die Belastbarkeit zu erhöhen. Widerstände werden in bestimmten Werteabstufungen hergestellt, die in vielen Fällen nicht dem Wert entsprechen, den der Anwender gerade braucht. Da kann uns der Leitwert weiterhelfen.

**Der Leitwert.** Angenommen, es würde ein Widerstand von 50  $\Omega$  benötigt. In der Bastelkiste finden sich nahezu alle Werte, nur eben 50  $\Omega$  nicht - was tun?



Stellen wir uns zunächst einen Eimer Wasser vor, der kein Wasser verliert. Solch ein Eimer bietet dem Fließen des Wasser-Stromes den größtmöglichen Widerstand - er leitet keinen Strom nach außen - er hat den Leitwert Null. Irgendwo steht geschrieben:

Der Leitwert eines Widerstandes ist der Kehrwert (1 geteilt durch R) des Widerstandes!

Damit läßt sich was anfangen: 1v geteilt durch 50  $\Omega$  = 0,02A.

Diese 0,02 erhält man also auch, wenn man den Widerstand an 1 Volt gelegt hat - es fließt dann ein Strom von 0,02 Ampere.

Gefunden wurde zunächst ein Widerstand mit der Bezeichnung 400  $\Omega$ .

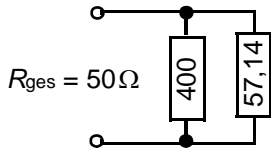
Der könnte einem der Löcher im Wassereimer entsprechen, und hätte einen Leitwert von 1 geteilt durch 400  $\Omega = 0,0025$  A

Mit dem einen Loch im Eimer scheint es also noch nicht getan zu sein. Denn es werden ja 0,02 Ampere Stromfluß benötigt. Aber wie groß muß denn das zweite Loch werden, damit 0,02 Ampere Strom fließt?

Richtig: von den benötigten 0,02 A ziehen wir die vorhandenen 0,0025 A des 400- $\Omega$ -Widerstandes ab:

$$\begin{array}{r} 0,02 \text{ A} \\ - 0,0025 \text{ A} \\ \hline = 0,0175 \text{ A} \end{array}$$

Und da umgekehrt der Widerstandswert der Kehrwert des Leitwertes ist, braucht nur noch der errechnete Leitwert umgekehrt zu werden, d. h. die Rechnung lautet nun 1 geteilt durch 0,0175 A, was zu einem Ohmwert von 57,14 führt.



Die Schaltung sieht dann so aus, und an den Eingangsklemmen findet man die gewünschten 50 Ohm.

So kommt es zur Parallelschaltung von Widerständen:

$$R_{GES} = \frac{1}{R_{GES}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots$$

Das muß man wohl erst mal "Verdauen", aber im Vorhergegangenen haben wir nichts anderes gemacht. Nur daß wir den parallel zu schaltenden Widerstand über den Leitwert  $1 / R$  ausgerechnet haben. (Der Leitwert hört auf den Namen Siemens).

Wie bei den meisten Formeln, ist auch diese "von hinten" aufzulösen. Zuerst werden die Kehrwerte der Einzelwiderstände zum Gesamtstrom zusammengezählt. Und danach errechnet sich  $R_{GES}$  aus  $1 / R_{GES}$ .

Es steht nicht immer auf einem Widerstand drauf, was drin ist, denn der Wert war in den Sortimentskästen nach einiger Zeit dem Abrieb zum Opfer gefallen - warum wird darin auch nur soviel herumgewühlt ?

Das war jedenfalls Anlaß, eine abriebfestere Methode der Kennzeichnung zu suchen - und man kam zu der Lösung mit den farbigen Ringen. Eine tolle Idee, die aber leider wieder Lernen erfordert.

## Farbring-Codierung.

Farbe	Wert
schwarz	0
braun	1
rot	2
orange	3
gelb	4
grün	5
blau	6
violett	7
grau	8
weiß	9

Die ersten beiden Ringe bedeuten die ersten beiden Ziffern des Wertes.

Der dritte Ring bedeutet die Anzahl der Nullen.

Der vierte Ring steht für die Toleranz in %. (Hier soll es Gold sein =  $\pm 1\%$ .)



Der hier gezeigte Beispielwiderstand hat 47 000 Ohm.

Der erste Ring ist gelb = 4

Der zweite Ring ist violett = 7

Der dritte Ring ist orange = 000

Zusammen = 47 000 Ohm.

Für die Codierung gibt es kein Patentrezept - man muß wohl oder übel damit zurechtkommen.

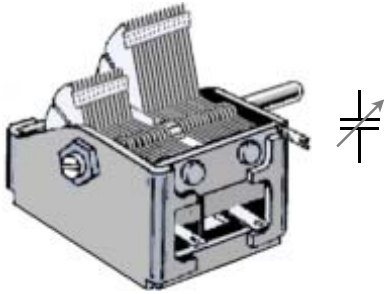
**Stabile Werte** jedoch, gibt es auch in der Elektronik schlichtweg nicht.

Der Wert der aufgedruckt ist, stimmt nur bei einer bestimmten Temperatur.

Denn alle Materialien die erwärmt werden, werden mit steigender Temperatur größer. Und ein länger gewordener Draht hat einen höheren Widerstandswert.

Man spricht von einem positiven Temperaturkoeffizienten, wenn das Material infolge Erwärmung einen höheren Wert aufweist. Der TK-Wert liegt zwar nur im kleinen einstelligen Prozentbereich, wirkt sich aber doch in besonders Wärme erzeugenden Schaltungen - z.B. Leistungsstufen störend aus.

Darüber hinaus gibt es Bauteile, die ganz bewußt mit einem positiven oder negativen TK für Regel- und Steuerzwecke gebaut sind. Darüber später mehr.



Ein Luft-Drehkondensator und ein Luft-Trimmkondensator mit ihren Schaltzeichen, wie sie in Schaltbildern dargestellt werden. Luft-, weil ihr Dielektrikum - das, was zwischen den Platten ist - (sprich: Di-Elektrikum) aus Luft besteht. Außer dem Vakuum ist das der beste bekannte Isolator.

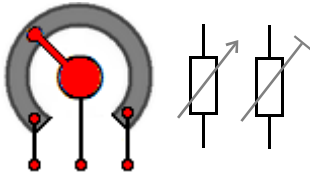
Solche einstellbaren Bauteile finden wir deshalb in Hochfrequenzanwendungen, wie Oszillatoren (Schwingungserzeugern) wieder.



**Verstellbare Widerstände** (Potentiometer) bestehen meist aus einer Widerstandsbahn, die einen Dreiviertelkreis beschreibt, auf der eine zentrisch angeordnete Achse den Schleifer bewegt, der eine Teilspannung abgreift.

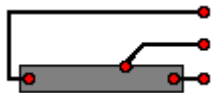
Bei gleichem Aufbau unterscheiden sie sich nur in der Größe und dem Schaltzeichen. Potentiometer (mit der Pfeilspitze) sind von außen zugänglich und haben einen Einstellknopf am Gehäuse.

Trimmpotis (mit Schraubendreher-Symbol) hingegen werden im Inneren vom Servicetechniker mit einem Schraubenzieher auf einen festen Sollwert voreingestellt.



Außer dieser Bauform gibt es Hochlast-Potentiometer, deren Widerstandsbahn nicht aus einer Kohleschicht besteht, sondern auf einem Keramikring ist bei ihnen ein Widerstandsdrat aufgewickelt. Der Schleifer greift hier Windung für Windung ab, aber ansonsten ist alles gleich.

Auch als Flachbahnregler gibt es Potentiometer, und wir nennen sie dann Schieberegler.



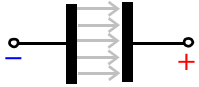
Eine Sonderform sind sogenannte Spindeltrimmer. Über ein Gewinde angetrieben, gleitet der Schleifer eine gerade Widerstandsbahn entlang und greift die Teilspannung ab.

Mit einem Schraubenzieher, der am Ende des Gewindes den Schlitz vorfindet, in den er paßt, wird das Gewinde verstellt. Man kann damit sehr fein und genau abgleichen.

# Kondensatoren, Kapazität . . .

Sie bestehen ganz simpel aus zwei Platten eines leitfähigen Materials, die sich in mehr oder weniger Abstand voneinander befinden.

Zwischen den Platten bildet sich ein elektrisches Feld aus, wenn an den Kondensator eine elektrische Spannung angelegt wird.

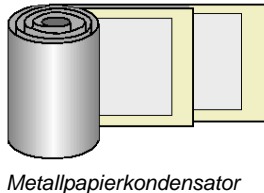
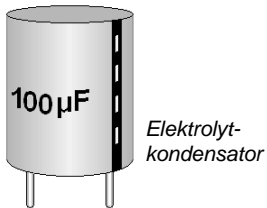


Hier ist das mit grau gezeichneten Feldlinien dargestellt, die von einer der Platten auf die gegenüber befindliche Platte wirken. Der negative Pol der Spannungsquelle (-) hat die linke Platte mehr oder weniger mit den negativen Ladungsträgern, den Elektronen angereichert. Dieses "mehr oder weniger" ist maßgebend für die Kapazität eines Kondensators. Solch ein gleichmäßiges, gleichförmiges - wird als homogenes elektrisches Feld bezeichnet.

Wird der Kondensator an Wechselstrom angeschlossen, dann wechselt das elektrische Feld natürlich auch im Rhythmus der Wechselfrequenz ständig seine Richtung.

Wie eine Batterie, die ja ebenfalls im Wesentlichen aus zwei Platten besteht - freilich mit einer Säure oder einer Emulsion dazwischen - also, ebenso hat der Kondensator eine Kapazität, ein Fassungsvermögen.

Die Kapazität wird umso größer, je näher man die Platten aneinander rückt, weil die Feldstärke des elektrischen Feldes mit zunehmender Entfernung abnehmen würde. Macht man die Platten größer, so steigt die Kapazität.



Und wie bei der Batterie steigt sie ebenfalls, wenn sich zwischen den Platten ein anderer Isolator als Luft befindet.

Elektrolyt-Kondensatoren haben ein Dielektrikum (das, was zwischen den Platten ist) aus solch einem, meist matschigen Material. Das macht man, um auf kleinem Raum möglichst viel Kapazität zu erreichen.

Dann gibt es noch Metallpapier-Kondensatoren, deren Isolation aus getränktem Papier oder Kunststoff-Folie besteht, Glimmer und Keramik-Kondensatoren, und andere, deren Namen schon verraten, was zwischen den Platten ist.

Der Aufdruck **100  $\mu\text{F}$**  auf dem Elektrolytkondensator auf der vorigen Seite beschert uns schon wieder Maßeinheiten, und damit verbundenen Lernbedarf. Der französische Physiker Michael Faraday hat sich damit verdient gemacht, sie tragen seinen Namen, und das zwingt uns zum Denken.

Denn diese Maßeinheiten haben es in sich. Sie sind verschwindend klein - aber doch beherrschbar.

Das fängt noch harmlos an, mit Millifarad = tausendstel Farad, und setzt sich fort mit Mikrofarad ( $\mu\text{F}$ ) = millionstel Farad, über Nanofarad ( $\text{nF}$ ) = milliardstel bis Billionstel Farad, genannt Pikofarad.

Klingt wie ein Stück aus dem Tollhaus - aber mit "Gewußt wie" kommt man auch **dem** auf die Schliche. Dafür habe ich in meiner zartesten Kinderzeit - will sagen - Vorbereitungszeit auf die Amateurfunk-Prüfung kariertes Rechenpapier aus dem Gedächtnis hervorgekramt, und folgendes Schema angewendet, wenn einfach zusammengezählt werden mußte:

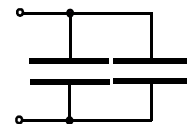
### Beispiel: Umstellung verschiedener Werte auf nF

Einheit	0,mmm	$\mu\mu\mu$	nnn	ppp	Farad
0,01 $\mu\text{F}$ =	0,000	000	, 010	000	Farad
5 nF =	0,000	000	005	000	Farad
5 000 pf =	0,000	000	005	000	Farad
Gesamt =			20	nF	

Die Einheiten sind, wie in unserem Dezimalsystem üblich, in Dreiergruppen aufgeteilt: z.B. mmm - wobei die linke Stelle 100-milli, die mittlere 10-milli und die rechte 1-milli bedeutet.

Gefolgt werden die Milli's von den Mikro ( $\mu$ ), den Nano und den Piko. Auf einen Blick ist das überschaubar geworden. Wenn man auf diese Weise die Werte an die richtige Stelle plaziert, dann hat man schon gewonnen, und zählt nur zusammen, wenn es um Parallelschaltung von Kondensatoren geht! Ganz richtig: Kondensatoren parallel- oder in Reihe geschaltet, werden genau umgekehrt wie Widerstände ausgerechnet.

Denn wenn man sich **parallel** geschaltete Kondensatoren bildlich vorstellt, dicht beieinander, dann addieren sich die Plattengrößen zu einer Gesamt-Plattengröße. Bei Widerständen trifft addieren der Einzelwerte dann zu, wenn es sich um eine **Reihenschaltung** handelt.



Wie bei den Widerständen, unterliegt natürlich jedes Bauteil - und so auch Kondensatoren einer Temperaturabhängigkeit.

Bei Kondensatoren kann das aber fatal sein, wenn man z.B. an den Kondensator eines Schwingkreises denkt.

Schon die Spule im Schwingkreis bewirkt infolge der Erwärmung eine Frequenzdrift in Richtung tieferer Frequenzen. Und nun kommt noch der TK (Temperatur-Koeffizient) des Kondensators hinzu - kann das gutgehen? Es kann!

## Temperaturkompensation heißt das Zauberwort.

In Schwingerschaltungen die Hochfrequenz erzeugen, baut man einen Schwingkreiskondensator mit negativem TK ein. Dieser verändert bei Erwärmung seinen Wert zu geringerer Kapazität. Und das geht so:

Die typischen Cs, die in Schwingkreise eingebaut sind, haben Metallbeläge auf beiden Seiten eines Keramikplättchens.

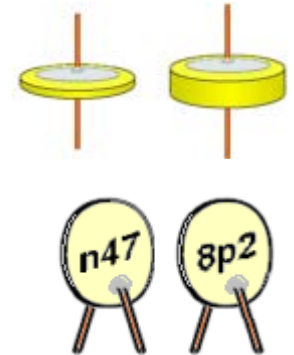
Bei der Herstellung werden die Keramik-Moleküle so ausgerichtet, daß das Plättchen vorwiegend "dicker" wird. Wie beim Baum, der bei kurzzeitiger klimatischer Änderung dicker oder dünner - aber nicht länger oder kürzer wird. Die Metallbeläge des Kondensators bekommen also bei Erwärmung einen größeren Abstand voneinander = die Kapazität sinkt !

Die Spule hat bei Erwärmung eine Frequenzdrift nach unten zur Folge, weil sie mechanisch größer wird, und der Kondensator bringt gleichzeitig die Frequenz wieder nach oben.

Es gibt sie zu kaufen, sie heißen dann NP Ø, (Negativ/Positiv Null) wenn sie neutral reagieren, oder N33, P33 - je nachdem, ob sie negativer oder positiver auf Temperaturanstieg reagieren. Die 33 hinter dem Buchstaben bedeutet ppm = Parts per Million - da gibt's natürlich auch andere Werte.

**PPM** - auch Punkte pro Million bedeutet, daß bei einem Temperaturanstieg von einem Grad - ein Kondensator mit einer Million Pikofarad - eine Kapazitätsänderung um 33 Pikofarad erfährt.

Von außer- oder innerhalb des Gehäuses veränderbare Kondensatoren sind Trimm- oder Drehkondensatoren. Bei den Widerständen gibt es sie als Potentiometer oder Trimpotentiometer.



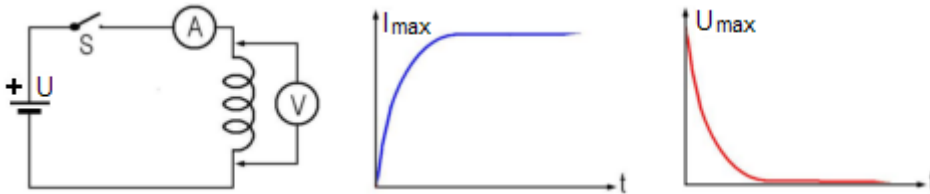


# Die Spule.

Auf einem, meist zylindrischen Wickelkörper aufgewickelter Draht. Die Spule kann auch freitragend gewickelt sein, wenn der Spulendraht genügend stabil ist.

Im Zusammenwirken mit einem Kondensator gehört sie zum Schwingkreis. Wenn Strom durch einen Draht fließt, baut sich um den Draht herum ein magnetisches Feld auf. In dem Moment, in dem der Strom eingeschaltet wird, beginnt in der Spule der Aufbau eines starken magnetischen Feldes.

Der Aufbau des Magnetfeldes hemmt den Stromfluß zunächst - die Spule ist einige Nanosekunden lang hochohmig. Im weiteren Verlauf dieses Vorganges fließt mehr und mehr Strom durch die Spule, bis das Magnetfeld vollständig aufgebaut ist. In der Folgezeit ist die Spule niederohmig - übrig bleibt nur der relativ geringe Widerstand des Drahtes.



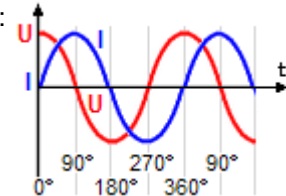
Links die Versuchsschaltung mit Schalter, Ampere und Voltmeter. Mitte: Stromstärkediagramm. Rechts: Spannungsdiagramm.

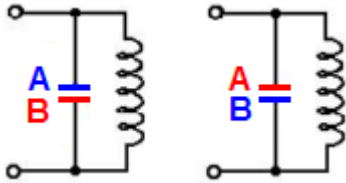
Mit Einschalten des Schalters **S** beginnt der Strom **I** bis zu einem Maximalwert anzusteigen, was das Amperemeter **A** zeigt. Die Spannung **U** sinkt gleichzeitig laut Voltmeteranzeige **V** auf nahe Null Volt, weil der Spulendraht nun Kurzschluß bewirkt.

Zwischen Strom und Spannung besteht demzufolge eine Phasenverschiebung von  $90^\circ$ . Legt man anstatt der Gleich- eine Wechselspannung in der Versuchsschaltung an, sähe ein entsprechendes Diagramm so aus:

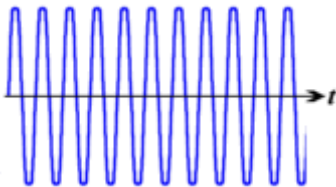
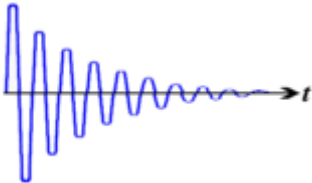
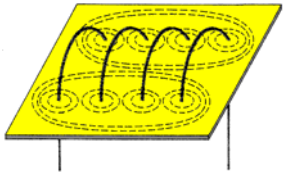
Die Konsequenz daraus ist, daß die Spule einen Wechselstrom-Widerstand  $X_L$  hat.

$X_L$  = Das X steht für Imaginär, scheinbar (= Scheinwiderstand = Wechselstromwiderstand). Und das L (Lorentzkraft, Elektromagn.-Kraft) ist das Formelzeichen für Spule, Induktivität. Zusammen:  $X_L$  = Blind- oder Scheinwiderstand der Spule. ( L : Henric-Anton Lorentz ).





*Schwingkreis und  
Magnetfeld der Spule.*



## Spule und Schwingkreis.

Schwingkreise schwingen im Idealfall auf einer vorgegebenen festen Frequenz. Das tun sie, weil sich die Platten des Kondensators wieder und wieder umladen. Die Spule spielt dabei den Bremsen im System, - noch ist sie hochohmig - denn sie baut bei Stromflußbeginn zunächst ein Magnetfeld auf, mit der erwähnten Bremswirkung.

Im ersten Bruchteil einer Nanosekunde fließt deshalb nur ein klitzekleiner Strom. Die Spule ist für diesen Moment noch hochohmig. Je weiter die Spule nun mit dem Aufbau des Magnetfeldes vorangekommen ist, desto leitfähiger (niederohmiger) wird sie.

Ungehemmt transportiert sie nun die Elektronen - sagen wir von der Platte A des Kondensators - zur Platte B.

Die Platte B sei bald mit Elektronen gesättigt. Die Elektronen sehen sich nun einem Zustand gegenüber, der sie zu einer Aktion zwingt. Denn die Platte A hat jetzt Elektronenmangel und zwischen B und A ist ein leitfähiger Weg - also nichts wie hin.

Also Bewegung in die entgegengesetzte Richtung, wo zunächst wieder in der Spule das Magnetfeld aufzubauen ist - und, und . . . .

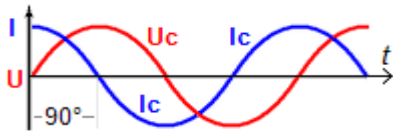
## Schwingungserzeugender Verstärker - Oszillator

Und wenn sie nicht gestorben sind . . . - jedoch sie sterben langsam, denn die Verluste in Spule und Kondensator lassen die nur einmal durch einen Stromstoß "angestoßene" Schwingung langsam abklingen, wie die Saite einer Gitarre. Man nennt das eine gedämpfte Schwingung.

**Ungedämpfte Schwingungen** wie sie bei einer Geigensaite aufträten, wenn der Bogen sie ständig am Schwingen hält, werden in Oszillatoren erzeugt.

Um die Schwingung aufrecht zu erhalten, wird ein kleiner Anteil der erzeugten Spannung phasenrichtig auf den Eingang des Oszillators zurückgeführt. Rückkopplung nennt man das. Phasenrichtig stößt der Vater die Schaukel jeweils im richtigen Moment an, damit Kleinfritzchen auf seiner Schaukel vor lauter Freude jauchzt.

Befassen wir uns noch einmal mit dem Verhalten von Kondensator und Spule während der erwähnten Umladevorgänge. Zu Beginn der ersten Aufladung einer Kondensatorplatte braucht diese einen verhältnismäßig großen Strom  $I$ .



Eine Spannung  $U$  ist zu der Zeit kaum vorhanden. Je größer die Spannung  $U$  am Kondensator wird, umso kleiner ist der Stromfluß. Nach  $90^\circ$  einer Periode ist der Strom  $= 0$  und wechselt seine Richtung. Das ist der Moment, in dem positive Spitzenspannung am Kondensator meßbar ist. Man spricht von  $90^\circ$ -Phasenverschiebung.

Spulen zeigen genau umgekehrtes Verhalten, denn während sich das Magnetfeld aufbaut, ist die Spule noch hochohmig und läßt zunächst nur einen sehr kleinen Strom fließen.

Bei beiden sind es  $90^\circ$ -Phasenverschiebung, nur mit umgekehrten Vorzeichen. Daraus läßt sich der Merksatz ableiten:

Beim Kondensa**TOR** eilt der Strom **VOR**, bei der Induktivi**TÄT** kommt er **SPÄT**.

Aus dem Merksatz geht hervor, daß die resultierende Phasenverschiebung eines Schwingkreises  $90 + 90 = 180^\circ$  ist. Damit könnten wir eigentlich zur Tagesordnung kommen, wäre da nicht wieder die vermaledeite Formel.

**Frequenz?** Der Kondensator soll in der Beispielrechnung  $60 \text{ pF}$  haben und die Spule  $2 \text{ } \mu\text{H}$  :

$$C = 0,000\,000\,000\,060 \text{ Farad} = 60 \cdot 10^{-12}$$

$$L = 0,000\,002\,000\,000 \text{ Henry} = 2 \cdot 10^{-6}$$

$$\text{Frequenz: } f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

$$L \cdot C : \quad 2 \cdot 10^{-6} \cdot 60 \cdot 10^{-12} = 1,2 \cdot 10^{-16}$$

$$\text{Wurzel daraus: } \quad 1,2 \cdot 10^{-16} = 1,0954 \cdot 10^{-8}$$

$$2 \cdot \pi \cdot = \quad 6,283 \cdot 1,0954 \cdot 10^{-8} = 6,8828 \cdot 10^{-8}$$

$$1 \text{ durch} \quad 6,8828 \cdot 10^{-8} = 14\,528\,792 \text{ Hz}$$

Diese Aufgabe muß nochmal in ihre Einzelheiten zerlegt werden.

Es ging darum, die Frequenz zu errechnen, wenn der Kondensator = 60 pF, und die Spule = 2 Mikrohenry hat. Rechenkaros sollen helfen.

Einheit	0, mmm	µµµ	nnn	ppp	
2µH =	0,000	002	000	000	Henry
60pF =	0,000	000	000	060	Farad

Die Einheiten sind hier - wie im richtigen Leben - in Gruppen zu je 3 Stellen aufgeteilt:

Von links nach rechts = 100 Milli, 10 Milli, 1 Milli - gefolgt von: 100 Mikro, 10 Mikro, 1 Mikro . . . - was sich fortsetzt mit den Nanos und den Pikos.

An die Einer-Stelle der Mikros werden die 2 Mikrohenry plaziert, das ist an der sechsten Nachkommastelle, und der Mathematiker und der Taschenrechner interpretieren das als  $2 \cdot 10^{-6}$ .

Ich schreibe das anders als die Allgemeinheit immer mit dem ^- Zeichen. Das erinnert mich daran, daß ich die Taste [EXP] des Taschenrechners benötige.

Ich gebe also in den Taschenrechner ein: 2, [EXP], 6, [+/-]. Zu deutsch: Zwei mal Zehn hoch minus sechs.

Die Taste [+/-] ist die Vorzeichen-Umkehrtaste, sie macht aus der sechs eine **Minus-Sechs**.

Sodann zu den 60 pF: 60, [EXP], 12, [+/-]. Das sind Sechzig mal 10 hoch minus 12.

$$\text{Frequenz: } f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

So mag es der Taschenrechner und rechnet:

$$L \cdot C : 2^{-6} \cdot 60^{-12} = 1,2^{-16}$$

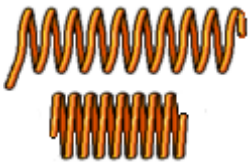
L und C haben wir -, jetzt daraus die Wurzel

$$\text{Wurzel aus: } 1,2^{-16} = 1,0954^{-8}$$

Die untere Zeile der Formel, links (2 x pi x) - und weiter . . .

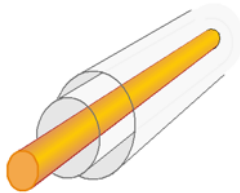
$$2 \cdot \pi = 6,283 \cdot 1,0954^{-8} = 6,8828^{-8}$$

$$1 \text{ geteilt durch } 6,8828^{-8} = \underline{\underline{14\,528\,792 \text{ Hz}}}$$



## Spulenformen, Spulen berechnen.

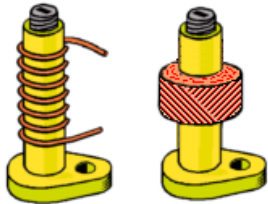
Manche Spulen sind auf isolierende Wickelkörper gewickelt. Ist ein stabiler Draht gewählt, dann kann die Spule auch freitragend ohne Wickelkörper gewickelt sein. Das Bild oben stellt eine solche freitragende Spule vor. Einmal sind die einzelnen Windungen weit auseinander gezogen, und dann auf die Hälfte der Länge gestaucht.



Je enger die Windungen beieinander liegen, desto stärker können sich die magnetischen Feldlinien eines Drahtes auf weitere nahe Drahtwindungen auswirken. „Sie sind enger gekoppelt“, sagt der Fachmann. Im zweiten Bild ist das sich schlauchartig ausbreitende Magnetfeld angedeutet.

Ihre Induktivität steigt umgekehrt proportional zur Längenänderung. Das heißt, wenn ich die Spulenlänge verdoppele, dann sinkt die Induktivität auf die Hälfte. Umgekehrt steigt die Induktivität auf das Doppelte an, wenn ich sie auf die halbe Länge zusammenstauche.

Die Spule habe eine Induktivität von  $12 \mu\text{H}$ . Ihre Länge wird bei gleicher Windungszahl verdoppelt. Ergebnis: Die Spule hat nun  $6 \mu\text{H}$ .

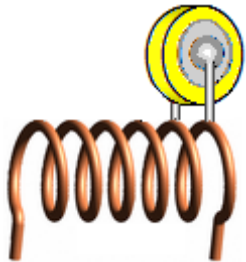


## Änderung der Windungszahl bei gleicher Spulenlänge:

Die Induktivität steigt mit dem Quadrat zum Verhältnis der Windungszahlen.

Bei Verdoppelung der Windungszahlen ist es  $2^2$ , also vierfache Induktivität. Also, von  $12$  auf  $48 \mu\text{H}$ .

Verdreifache ich die Windungszahl, dann sind es  $3^2$  - d. h. die Induktivität steigt dann auf das Neunfache an.

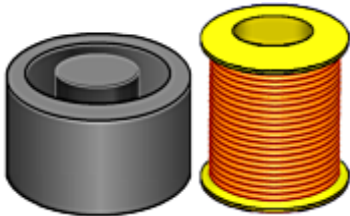
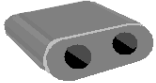


Das dritte Bild zeigt eine einlagige, und eine Kreuzwickelspule. Eine mehrlagige Spule mit großer Windungszahl gerät schnell in Gefahr, daß sie schon selbst zu einem Schwingkreis wird, obwohl kein Kondensator vorhanden ist. Hier sind es die eng aneinander liegenden Windungen, die sich zwar nur als verschwindend kleine Kapazitäten, aber in der Summe doch schon sehr nachteilig bemerkbar machen. (letztes Bild).

Mit Kreuzwickel verlaufen die Lagen der Windungen nicht parallel zueinander.



Magnetfeld



Schalenkern (Zwei solcher Schalenkern-Hälften umschließen die Spule völlig).

## Spulen mit Ferritkernen.

Das Magnetfeld einer Spule wird verstärkt, wenn sich in, oder um die Spule herum ein Ferritkern befindet. Ferritkerne sind Eisenpulver bzw. Eisenoxidkerne. Solch ein Kern bündelt die magnetischen Kraftlinien, die sich schlauchartig um den Leiter ausbilden.

Hochwirksame Doppel-Lochkerne dienen als Symmetrierübertrager und Antennen-Transformatoren. Auch aus ringförmigen Spulen dringt das Streufeld nur wenig in die Umgebung. Schalenkerne werden dort angewendet, wo gewünscht wird, daß das magnetische Streufeld nicht auf benachbarte Spulen einwirken kann.

Schraubkerne sind geeignet, die gewünschte Induktivität einer Spule einstellbar zu machen.

Die Beeinflussung der Spule durch Ferrite läßt sich rechnerisch erfassen.

### Beispielaufgabe:

TC310 Mit einem Schalenkern dessen AL-Wert mit 250 angegeben ist, soll eine Spule mit einer Induktivität von 2 mH hergestellt werden. Wie groß ist die erforderliche Windungszahl ?

Richtige Antwort: 89.

Nach der Formel:

$$N = \sqrt{\frac{L}{AL}}$$

L = Induktivität (Henry)

AL Wert ( in nano H )

N = Windungszahl

ergibt sich folgende Rechnung:

<i>Taschenrechner:</i>	> <i>Eingabe</i>	= <i>Ausgabe</i>
<i>L geteilt durch AL</i>	> 0,002 H ÷ 0,000 000 250 H	= 8000
<i>Wurzel aus 8000</i>	> 8000 [√]	= 89,44 Windungen

## Umstellung der AL-Wert-Formel:

Für die folgende Aufgabe: TC311 Wie groß ist die Induktivität einer Spule mit 300 Windungen, die auf einen Kern mit einem  $A_L$ -Wert von 1250 gewickelt ist ?  
Richtige Antwort: 112,5 mH.

gilt die umgestellte Formel: und die entsprechende Ausrechnung:

$$L = N^2 \cdot A_L$$

L = Induktivität (Henry)  
 $A_L$  Wert ( nano H )  
N = Windungszahl

**Taschenrechner: > Eingabe = Ausgabe**

$$L = N^2 \quad > 300 \text{ Wdg.} \cdot [X^2] \quad = 90\,000$$

$$N^2 \cdot A_L \quad > 90\,000 \cdot 0,000\,001\,250 \text{ H} \quad = 0,1125 \text{ H}$$

Für die Ringkernspule gilt die Formel:

$$H = \frac{I \cdot N}{\ell}$$

H = magnet. Feldstärke in Ampere / m  
I = Stromstärke in Ampere  
N = Windungszahl  
 $\ell$  = mittlere Feldlinienlänge in Meter

Ringkern-Durchmesser 2,6 cm  
mit 6 Windungen Kupferdraht.

Wie groß ist die mittlere magnetische Feldstärke im Ringkern,



**Taschenrechner: > Eingaben = Ausgabe**

$$\text{Feldlinienlänge } \varnothing \cdot \pi \quad > 2,6 \text{ cm} \cdot \pi \quad = 8,168 \text{ cm} = 0,08168 \text{ m}$$

$$\text{Magn. Feldst. } I \cdot N \quad > 2,5 \text{ A} \cdot 6 \text{ Wdg} \quad = 15$$

$$\text{geteilt durch } \ell \quad > 15 \div 0,08168 \text{ m} \quad = 183,643 \text{ A/m}$$

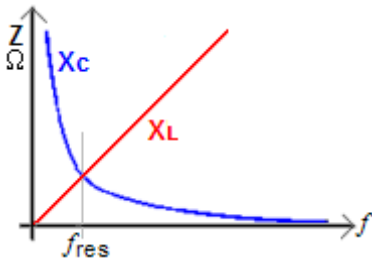
## Blindwiderstand (Wechselstromwiderstand).

Je kürzer die Zeit ist, in der die Wechselstrombedingten Umladungen stattfinden müssen, je höher also die anliegende Frequenz ist, desto stärker treten die typischen Eigenschaften des Schwingkreises zutage.

Wie schon bekannt, muß die Spule jeweils zunächst ihr Magnetfeld aufbauen, was ihr natürlich immer schwerer fällt, je höher die Frequenz und je kürzer damit die Zeit ist, in der das stattfinden soll. Bei Gleichstrom wirkt nach dem erstmaligen Aufbau des Magnetfeldes nur noch der Drahtwiderstand. Es herrscht also Kurzschluß.

Wenn wir sie aber an einen Generator mit stetig steigender Frequenz anschließen, dann können die Umladungen immer weniger vollkommen stattfinden. Der Wechselstromwiderstand steigt linear mit steigender Frequenz.

Im folgenden Diagramm ist  $X_L$  der Blindwiderstand der Spule, und  $X_C$  der Blindwiderstand des Kondensators.



Während die Spule also bei Gleichstrom sehr niederohmig ist, ist der Kondensator bei Gleichstrom sehr hochohmig und ändert sich mit steigender Frequenz in Richtung immer niederohmigerer Werte.

Dort wo induktiver und kapazitiver Blindwiderstand gleichgroß sind, schwingt der Schwingkreis in Resonanz . (  $f_{res}$  ).

Auch hier begegnen uns natürlich wieder die entsprechenden Formeln.

Blindwiderstand der Spule:

$$X_L = \omega \cdot L$$

$L$  = Induktivität in Henry

$C$  = Kapazität in Farad

$X_L$  = Blindwiderstand der Spule in Ohm

$X_C$  = Blindwiderstand des Kondensators in Ohm

$\omega$  =  $\Omega = 2 \cdot \pi \cdot f$

Blindwiderstand des Kondensators:

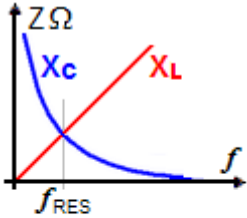
$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C}$$

Relativ leicht kann man sich das merken, denn der Blindwiderstand  $X_L$  der Spule wird ja größer - deshalb auch die Formel:  
 $X_L = (\Omega (2 \cdot \pi \cdot f)) \cdot L$

Umgekehrt wird aber  $X_C$  bei steigender Frequenz kleiner - deshalb die andere Formel:  $X_C = 1$  durch  $(2 \cdot \pi \cdot f) \cdot C$

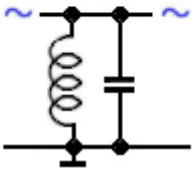


## Schwingkreise.



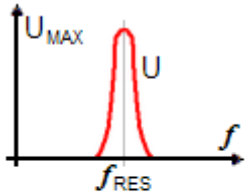
Das Diagramm des Wechselstromwiderstandes ermöglicht es uns, das Durchlaßverhalten aller möglichen Konfigurationen von Schwingkreisen zu erkennen. Sagt es uns doch, wann Kondensator und Spule, und bei welcher Frequenz diese hoch- oder niederohmig sind.

Wir erinnern uns, daß  $X_L$  der Spule bei Gleichstrom niederohmig ist, und mit steigender Frequenz hochohmiger wird.  $X_C$  verhält sich dagegen umgekehrt.



Der Parallelschwingkreis ist auf seiner Resonanzfrequenz hochohmig, auch wenn er wie im 2. Bild zwischen die Signalleitung und Masse geschaltet ist.

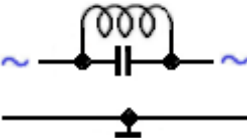
Denken wir uns ein Signal das mit sehr niedriger Frequenz beginnt, und zu immer höheren Frequenzen ansteigt. Es trifft zuerst auf die Spule, die für kleine Frequenzen niederohmig, mit steigender Tendenz aber hochohmiger ist. Die niedrigsten Frequenzen leitet die Spule zur Masse ab.



Das dritte Bild quittiert das Verhalten mit seiner Resonanzkurve. Der Resonanzwiderstand  $U$  strebt bei Resonanz ( $f_{res}$ ) dem Maximum der Spannung zu.

Oberhalb  $f_{res}$  übernimmt der Kondensator sozusagen das Kommando. Für Frequenzen oberhalb der Resonanzfrequenz wird er ständig niederohmiger und legt damit die höheren Frequenzen an Masse.

Was übrig bleibt, ist die Aussage: „Der Parallelschwingkreis ist bei Resonanz hochohmig“.



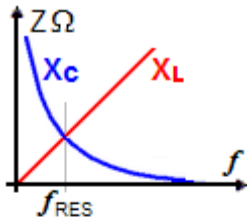
Das gilt auch für Parallelschwingkreise, die in den Signalweg eingeschleift sind. In Reihe mit der Signalleitung, so wie im letzten Bild.

Auch hier ist der Parallelschwingkreis bei Resonanz hochohmig. Nur wirkt sich das völlig anders aus! Niedrige Frequenzen werden vom Eingang (links), über die Spule zum Ausgang durchgelassen. Und höhere Frequenzen als die Resonanzfrequenz werden ebenfalls durchgelassen, denn für sie ist nun der Kondensator niederohmig. In der Signalleitung wirkt der Parallelschwingkreis wie eine Sperre für die Resonanzfrequenz.

Und so nennt man ihn in dieser Konfiguration denn auch Sperrkreis.

## Saugkreis.

Der Reihenschwingkreis von Signalweg gegen Masse geschaltet, ist eine weitere Variante der Gestaltung eines Schwingkreises.

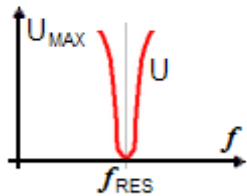


Gedanklich müssen wir hier umdisponieren. Das stetig hochfrequenter Signal findet zunächst den Kondensator vor, der wegen seiner Hochohmigkeit die tieferen Frequenzen nicht zum Ausgang im 2. Bild durchläßt. Das entspricht dem Weg von  $Z\Omega$  im oberen Diagramm bis hin zu  $f_{res}$ .

An der Stelle  $f_{res}$  ist der Kondensator an der Resonanzfrequenz angekommen, und hier genauso niederohmig, wie die Spule. Sie übernimmt nun das Regiment und wird hochohmiger, bis sie bei  $XL$  ankommt.

Das bedeutet, daß der Serienschwingkreis auf seiner Resonanzfrequenz am niederohmigsten ist.

Das Fazit: „Der Serienschwingkreis ist auf der Resonanzfrequenz niederohmig“.

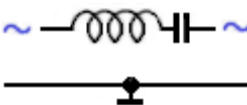


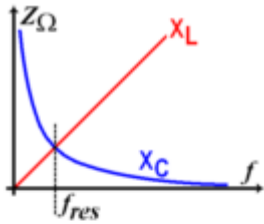
Die Resonanzkurve in Bild drei resultiert daraus. Sie zeigt, daß er die Resonanzfrequenz quasi gegen Masse absaugt, und deshalb heißt er Saugkreis.

## Leitkreis.

Der Reihenschwingkreis im Signalweg, wie ihn das unterste Bild zeigt, ist natürlich ebenfalls niederohmig bei der Resonanzfrequenz.

Weil er für die Resonanzfrequenz niederohmig ist, läßt er diese vom Ein- zum Ausgang durch, und weil er für sie leitend ist, nennt die Fachwelt ihn Leitkreis.





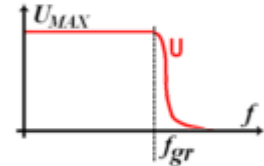
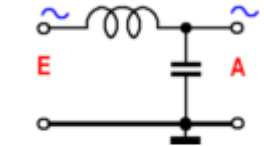
## L-C-Tiefpaß.

Ein Filter, welches die tiefen Frequenzen durchläßt - passieren läßt, nennt man logischerweise Tiefpaß.

Wieder sind es die ersten drei Bilder, die uns diese Mimik verständlich machen sollen.

Tiefe Frequenzen werden über die Spule ungehindert zum Ausgang **A** durchgelassen. Oberhalb der Grenzfrequenz wird die Spule zu hochohmig, und obendrein würden hohe Frequenzen von dem Kondensator nach Masse kurzgeschlossen, wie auch die Resonanzkurve im dritten Bild ausweist.

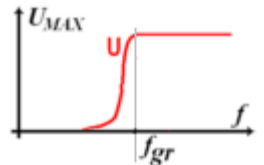
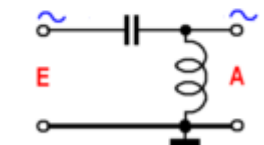
Man spricht hier von einer Grenzfrequenz, weil alle Frequenzen bis zu einer Grenze durchgelassen - und darüber hinaus alles weitere gesperrt wird.



## L-C-Hochpaß.

Das vierte Bild zeigt ihn. Hier ist für tiefe Frequenzen der Kondensator zu hochohmig. Erst ab der Grenzfrequenz leitet er alles zum Ausgang weiter.

Und wieder ist es die Spule, die für tiefe Frequenzen niederohmig ist, und diese gegen Masse kurzschließt - aber ab der Grenzfrequenz wird die Spule hochohmig genug, um alle höheren Frequenzen passieren zu lassen. Auch das drückt sich in der Resonanzkurve des fünften Bildes aus.

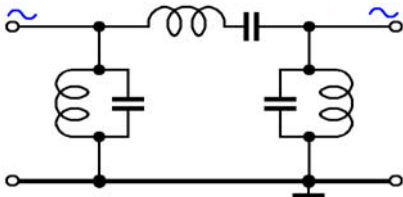


### Die Berechnung aller L-C Schwingkreise

(Schwingkreise mit Spule und Kondensator) gehorcht der schon bekannten Formel, wie sie für alle Schwingkreise gilt: →

$$\text{Grenzfrequenz: } f_{gr} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

**R-C Hoch- und Tiefpässe** unterscheiden sich von L-C-Pässen dadurch, daß an die Stelle der Spule ein Widerstand tritt. Ihr Einsatzgebiet sind vorwiegend NF-Signale, also Tonfrequenzen. R-C Pässe gehorchen einer anderen, einfacheren Berechnungsformel. Darüber aber später . . .



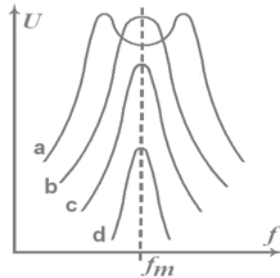
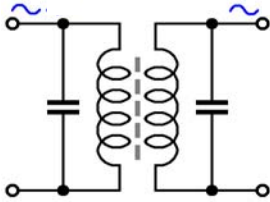
## Bandfilter.

Das oberste Bild stellt ein Bandfilter dar. Weil es ein breiteres Durchlaßverhalten als ein Einzelkreis zeigt, schimpft es sich schon großspurig Bandfilter. Es läßt aber nur einen breiteren Teil des Frequenzbandes passieren, als ein Einzelfilter.

Wir sehen zwei Parallelschwingkreise, zwischen denen im Signalweg ein Leitkreis eingefügt ist. Diese Kreise werden mit Hilfe eines Wobbelgenerators so abgeglichen, daß das Bandfilter z.B. ein 50...60 kHz breites Bandsegment passieren läßt.

Aber Vorsicht: Mit „Bordmitteln“ ist die exakte Einstellung fast unmöglich !

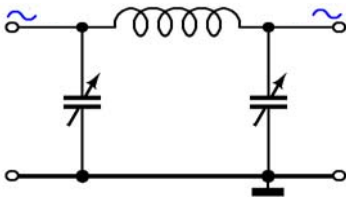
Im zweiten Bild ist ebenfalls ein Bandfilter gezeigt. Hier wird die Bandbreite mit größerem Abstand der beiden Spulen immer kleiner. Über die Auswirkung der „loseren oder festeren Kopplung“ der beiden Spulen wird der Prüfungsaspirant auch befragt.



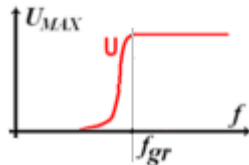
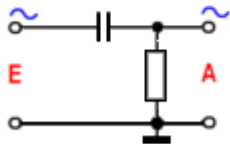
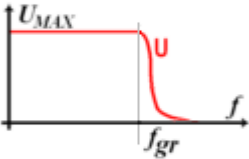
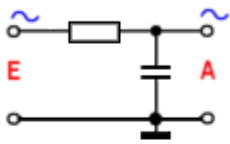
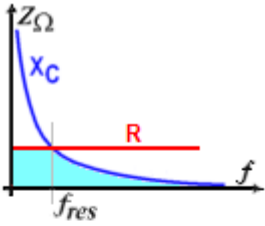
Die festeste Kopplung nennt sich fachgerecht „überkritische Kopplung“, (Kurve a, im Resonanzkurven-Diagramm, im 3. Bild). Kurve b zeigt kritische Kopplung, sie wird angestrebt. C und d-Kurve sind unterkritisch, bei immer geringer werdender Bandbreite.

## Pi-Filter. ( $\pi$ )

Das vierte Bild veranschaulicht ein sogenanntes Pi-Filter. Der griechische Buchstabe  $\pi$  stand Pate für diese Bezeichnung. Mit seinen beiden Beinchen ist ja auch eine gewisse Ähnlichkeit gegeben.



Solche Filter werden z.B. zwischen Sender-Endstufe und Sendeantenne geschaltet. Mit dem eingangsseitigen Drehkondensator  $C_{\text{PLATE}}$  (mit Plate ist das Anodenblech gemeint) kann man das Filter an die Ausgangsimpedanz der Endröhre bzw. des Endstufen Transistors anpassen. Der ausgangsseitige Drehkondensator  $C_{\text{LOAD}}$  paßt die Last - die Antenne an. Hinter dem Senderausgang findet man solche Einheiten extern als „Matchbox“. (matching with = passend machen mit . . .)



## R-C Tiefpaß / Hochpaß.

Sie verhalten sich fast genau wie ihre Artgenossen, die L-C- Pässe. Nur daß an Stelle der Spule ein Widerstand tritt. Schon im ersten Bild hat sich das ausgewirkt. Der Kondensator allein bestimmt wohin die Reise geht. Mit kleineren Werten flacht sich die  $X_C$ -Kurve ab, der Resonanzwiderstand erhöht sich dadurch bei Resonanz. (Das ist hier nicht eingezeichnet).

Aber, wie gesagt - ansonsten hat auch hier der Tiefpaß seinen Kondensator zwischen Signalleitung und Masse, während der R-C Hochpaß ihn in der Signalleitung hat.

Aber er ist jemand der sich tarnt, sich versteckt. Er tut ganz harmlos - aber wir entdecken ihn doch: Man findet ihn z.B. als Koppelkondensator in Verbindung mit den Basis-Spannungsteiler-Widerständen in Transistor und Röhrenschaltungen wieder. Und meistens merkt man das garnicht.

Seine Auswirkung wird jedoch von den Entwicklern der entsprechenden Schaltungen erkannt und berücksichtigt. Sie berechnen für ihre Konstruktion von vornherein, wie sie die Bauteile dimensionieren.

Und das tun sie nach der Formel:

$$\text{Grenzfrequenz: } f_{gr} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Für alle Hoch und Tiefpässe kann man sich folgenden Merksatz einprägen:

Beim **HOCH**paß ist der Kondensator **HOCH** (in der Signalleitung),  
und beim **TIEF**paß ist der Kondensator **TIEF** (an Masse).

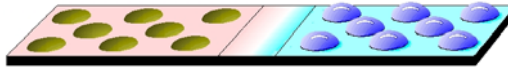
Die Bilder von oben nach unten: RC- Diagramm • RC- Tiefpaß • RC- Tiefpaß-Diagramm •  
RC- Hochpaß • RC- Hochpaß-Diagramm

## Dioden.

Das Wort Diode bedeutet Zweipol. Ein Germanium-, oder Siliziumkristall-Blättchen wird dazu verwendet. Im Reinzustand sind diese Materialien Nichtleiter. Wie alle Substanzen haben sie eine bestimmte Anzahl Valenzelektronen (materialspezifisch zugehörige Elektronen).

Damit ein Halbleiter daraus wird, verunreinigt man die eine Hälfte des Plättchens mit einem Stoff der eine höhere Anzahl-, und die andere Hälfte mit einer Substanz, die eine niedrigere Anzahl Valenzelektronen besitzt.

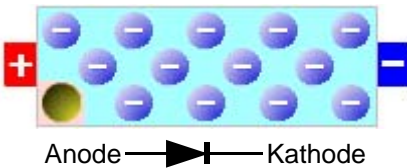
Die eine Hälfte hat damit einen Elektronenüberschuß, und die andere Hälfte Elektronenmangel, was man sich vielleicht bildlich so vorstellen kann:



Die Elektronen-Mangel-Hälfte ist durch Löcher gekennzeichnet, in die nur zu gern die Elektronen des Überschußgebietes hinüberwechseln würde.

Das tun sie auch während des Dotierens - so nennt man den Vorgang der Ausstattung mit mehr- oder minderwertigeren Materialien. An der Grenzschicht wechseln einige Elektronen in die Löcher des anderen Feldes. Aber damit hat eine Neutralisation stattgefunden - Ein kleines Gebiet, in dem der ursprüngliche Zustand des nichtleitenden Grundmaterials Silizium wieder hergestellt ist. Weiteren Elektronen ist damit zunächst der Marsch zu den Löchern verwehrt.

Elektronen sind negative Ladungsträger, das sei nochmals gesagt. Deshalb nennt der Fachmann das Überschußgebiet auch das N- Gebiet und das andere - rot gezeichnet - das P- Gebiet.



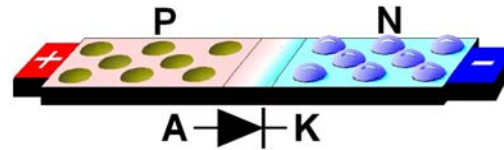
Man hat herausgefunden, daß es bei Silizium einer Schwellspannung von ca. 0,6 Volt am P- Gebiet bedarf, um die Elektronen dazu zu bewegen, um das P- Gebiet zu überschwemmen. In diesem Bild ist das der Fall.

Hoppla - da muß es noch weitergehen, ein letztes Loch ist noch zu überwinden.

Der Stromkreis ist sodann geschlossen und ein ständiger Elektronenstrom fließt in Richtung des Pluspols der Stromquelle.

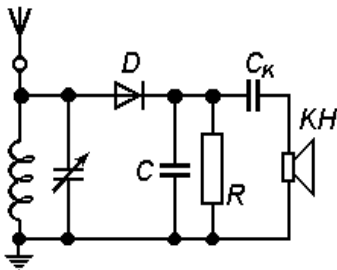
Die Elektrode (der Anschluß), an die der Pluspol der Spannung anzuschließen ist, damit Strom durch sie fließt, nennt der Fachmann Anode. Der andere Anschluß wurde Kathode getauft. Das wird auch im Schaltzeichen für eine Diode so verwendet.

Krücke: AN die ANode kommt der Pluspol, damit Strom fließt.  
 Die ANode zieht die negativen Elektronen AN.  
 Die Kathode ist die Kalte Elektrode - KEIN Stromfluß.



## Die Funktion einer Diode.

Kehren wir die Spannungsquelle einfach mal um, dann verbreitert sich die Verarmungszone - wieder ein Fachbegriff für das neutrale Gebiet zwischen dem P- und dem N- Gebiet. (Wo nähmen wir nur die Begriffe her, gäbe es keine „Fachleute“)?



Fakt ist jedenfalls: In der Zeit, in der die Elektronen nach unserer Zeichnung von rechts nach links fließen - ist die Diode durchlässig. Bei einer Wechselspannung ist das die positive Halbwelle. Dann sperrt die Diode bei der negativen Halbwelle.

Anhand der Schaltung eines Detektorapparates versuchen wir hinter die Funktionen zu kommen:

Der Schwingkreis ist uns schon bekannt. D ist unsere Diode, (meist eine Germanium-Diode). Dahinter, gegen Masse der Ladekondensator, der die positiven Halwellen des HF-Signals auf die Spitzenspannung auflädt. Parallelgeschaltet ist ihm ein Entlade-Widerstand. Es folgt im Signalweg der Koppelkondensator, an den der Kopfhörer angeschlossen ist.

Wir haben an den Schwingkreis eine Antenne angeschlossen und an sein unteres Ende eine Erdleitung. Der Drehkondensator stimmt den Schwingkreis auf die Frequenz des starken Mittelwellen- Ortssenders ab.

Die Trägerfrequenz des Senders erzeugt im Schwingkreis ein starkes hochfrequentes Wechselstromsignal, dessen positive Halwellen von der Diode durchgelassen, und weitergeleitet werden. Die negativen Halwellen erscheinen am Ausgang der Diode nicht, weil die Diode für sie in Sperrichtung geschaltet ist.

Das wollen wir auf der folgenden Seite weiter auseinanderpflücken.

# Diode und Amplitudenmodulation.

Die älteste Modulationsart wird noch heute von den Mittelwellensendern verwendet. Der beschriebene Detektorapparat ist geeignet, um mit ihm die Amplitudenmodulation des Ortssenders zu demodulieren, zu dekodieren.

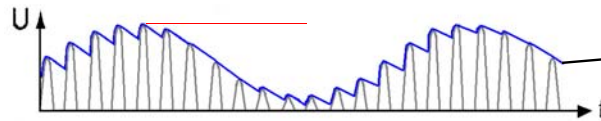
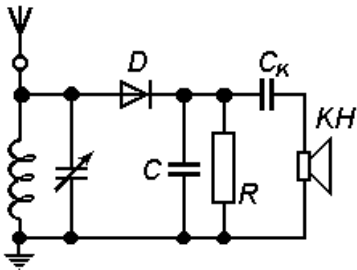


Amplitude heißt Schwingungsweite, Ausschlag von der Nulllinie bis zur Hüllkurve, die die Information, das Tonsignal enthält. Im Rhythmus der Tonmodulation schwankt die Stärke des Sendesignals. Wir sehen, daß das Modulations-Signal zweimal vorhanden ist. Die beiden Signale sind übrigens in einem unteren und einem oberen Seitenband enthalten. Eines dieser beiden Signale benötigen wir aber nur.

Am Ausgang der Diode erscheinen also die vielen positiven Halbwellen des HF-Signals. Der Kondensator **C**, der gegen Masse geschaltet ist, hat die Aufgabe, daraus durch Aufladung eine positive Niederfrequenz-Spannung zu machen.

Er allein kann das aber nicht. Er kann nur die von jeder HF-Amplitude gewonnene Spitzenspannung halten, sodaß eine ständig gleichgroße Spannung (rote Linie) das Ergebnis wäre.

Da hilft der Widerstand **R**. Er reduziert die Ausgangsspannung danach so, daß sie nun der gezeichneten blauen niederfrequenten Linie folgen kann.



Blau: Das demodulierte AM-Signal, die NF.

Damit sind schon fast alle Forderungen erfüllt, aber wir hätten es ohne den Koppelkondensator immer noch nur mit einer Gleichspannung zu tun, die im Rhythmus der NF zwar unterschiedliche Stärke aufweist, aber noch keine Sprechwechselspannung wäre. Die Zeitlinie **t** wäre noch an der Stelle, wie in dem zweiten Diagramm.

Der Koppelkondensator **C<sub>K</sub>** rückt diese Null-Linie in die Mitte der NF- Amplitude, und damit ist die Welt dann wieder in bester Ordnung.

Nun hört der stolze Radiobastler ganz ohne Strom von außen, den Radiosender im Kopfhörer.



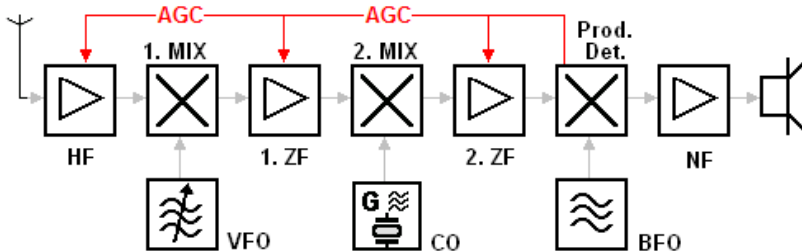
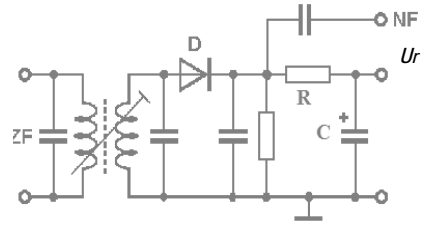
## Diode im Demodulator.

Mit dem Detektorgerät haben wir auch schon gleich den Demodulator vor uns, wie er in zahlreichen Empfangsgeräten anzutreffen ist. Dort ist der Schwingkreis unseres Detektorapparates dann eben nur *ein Teil* eines zweikreisigen ZF-Bandfilters.

Von dem Bandfilter gelangt ein Zwischenfrequenz- Signal an die Diode um gleichgerichtet zu werden. Es wird dem Ausgang **NF** zugeführt, um in einem NF-Verstärker auf Lautsprecherstärke angehoben zu werden.

Eine weitere Besonderheit dieser Schaltung ist der zweite Ausgang **Ur**, der eine Regel-Gleichspannung liefert. Der Elektrolytkondensator **C** ist so groß bemessen, daß er das angelieferte Signal abhängig von der Eingangsfeldstärke beständiger auf Spitzenspannung hält. Mit dieser Spannung werden Empfängerstufen bei stark einfallenden Sendern zurückgeregelt, um etwa gleichgroße Lautstärken bei verschiedenen Eingangs-Feldstärken zu erreichen.

Der Regelspannungsausgang führt **nicht** über einen Koppelkondensator, denn wir brauchen ja zum Regeln eine Gleichspannung. In einem Blockschaltbild sind die einzelnen Stufen eines typischen modernen Empfängers dargestellt.



## Demodulator, SSB-Doppelsuper

Ich stelle das hier nur schon vor, weil uns das Bild zeigt, wofür die AGC (Automatic Gain Control d.h. Regelspannung) eingesetzt wird, und wo sich der modifizierte, als Produkt-Detektor bezeichnete Demodulator aus dem oben gezeigten Bild im modernen Empfänger wiederfindet.

Es handelt sich um einen Doppelsuper für Einseitenband- (SSB)- und Morsetelegrafie-Empfang. Über den HF-Verstärker gelangt das Signal auf den ersten Mischer, in dem es über den VFO zur 1. ZF gemischt wird. Diese ZF wird mittels des Crystall-Oszillators zur 2. ZF gemischt, der das Signal an den Demodulator weitergibt. Dieser Demodulator ist gleichzeitig eine Mischstufe. Die letzte ZF wird dort mit einem Schwebungston (vom BFO) gemischt, um Morsesignale und SSB-Signale hörbar zu machen.

Das Thema wird später noch ausführlich behandelt, hier ist das nur angedeutet.

Der Schwebungston, dem wir auf der vorigen Seite begegneten, stammt aus dem BFO. Er ist erforderlich, denn ein Telegrafiesender wird mit der Morsetaste ja nur ein- und ausgeschaltet, es wird kein Ton übertragen. Und ein Einseitenband-(SSB-) Signal wird ohne Trägerfrequenz ausgesendet, sodaß auch Single-Sideband-Signale nicht einwandfrei hörbar wären.

In dem Produkt-Detektor-Demodulator wird nun das Signal der letzten ZF-Stufe, was in vielen Empfängern 9 Megahertz hat, mit dem Signal des *Beat-Frequency-Oscillator* BFO, einem Schwebungstongenerator gemischt - es entsteht das Produkt aus dem ZF- und dem ca. 9 MHz-BFO- Signal.

Beide Töne allein sind wegen ihrer hohen Frequenz für das menschliche Ohr nicht hörbar. Aber die Schwebung aus 9 MHz und 9.000.800 MHz beträgt 800 Hertz, und das können wir hören.

Ähnlich geht es uns mit einem empfangenen SSB- Signal. Wenn der vom Sender nicht mitgelieferte Träger im Produkt-Detektor zugesetzt wird, ist auch das einwandfrei hörbar.

Auch mit dem Produktdetektor läßt sich eine von der Empfangsstärke abhängige Regelspannung herstellen, die als **Automatic-Gain-Control** (automatische Verstärkungsregelung) die linear betriebenen Empfängerstufen bei größer werdenden Eingangssignalen herabregelt. Mischstufen arbeiten unlinear, und sind weniger zur Regelung geeignet. Aber, dazu später ausführlicher....

Überall Dioden, - auch im  
**Feldstärkemesser, Resonanz-Wellenmesser usw.**

Wenn an die Stelle des Lautsprechers im Detektorempfänger ein Meßinstrument tritt, hat man ein Feldstärke-Meßgerät mit dem die Abstrahlung einer Antenne vergleichend erkundet wird.

Wird eine Frequenzskala mit der Achse des Drehkondensators gekoppelt, so haben wir ein Gerät zur Bestimmung einer aktiven HF-Quelle, einen Resonanz-Wellenmesser, besonders wenn die Schwingkreisspule austauschbar gemacht wird.

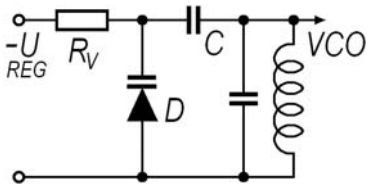
Diese Schaltung ist so universell, daß sie mit kleinen Abweichungen für unglaublich viele Einsatzgebiete Gültigkeit hat.

Die Verwandtschaft der Schaltung des Detektor-Apparates erstreckt sich selbst noch auf die gute alte konventionelle Bauweise von Netzteilen, wie sie noch heute als Hochvolt- Netzteile in Betrieb sind.

## Kapazitätsdioden.

Kapazitäts-Variations- Dioden, auch Varicap genannt, werden durch die Tatsache ermöglicht, daß die Grenzen der Sperrschicht eine ähnliche Wirkung aufweisen, wie die Platten eines Kondensators.

Natürlich hat man trotz der Kleinheit einer Diode in Verfolgung dieses Ziels eine möglichst große Fläche der "Platten" angestrebt, um ihre Wirkung so effektiv wie möglich zu gestalten.



*Es ist nur der frequenzbestimmende Schwingkreis, mit dem Weg der Regelspannung in unserer VCO- Schaltung gezeichnet.*

*VCO = Voltage controlled oscillator - spannungsgesteuerter Oszillator.*

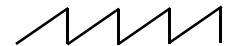
Wie schon besprochen, ändert sich die Breite der Verarmungszone (das Gebiet zwischen P- und N), wenn die Diode in Sperrichtung - also quasi falsch herum - betrieben wird.

Je größer also die negative Spannung  $U_{reg}$  am Eingang der obigen Schaltung gemacht wird, umso weiter entfernen sich die „Platten“ voneinander.

Die Kapazität der Varicap verringert sich, und die Frequenz des VCO erhöht sich. Der spannungsgesteuerte Oszillator (*Voltage **C**ontrolled **O**scillator*) wird heutzutage in fast allen modernen Geräten eingesetzt.

Wenn man als Regelspannung eine Modulations-Wechselspannung einspeist, ergibt sich damit eine sehr elegante Möglichkeit zur Frequenzmodulation. Denn auch der Modulationsspannung folgt der VCO getreulich.

Eine Sägezahnspannung am Eingang versetzt einen Empfänger in die Lage, seinen Oszillator von einer unteren, zu einer oberen Frequenzgrenze zu durchfahren.



Wir erhalten somit den Empfängerteil für einen Spektrumanalysator, mit dem es möglich ist, auf dem Bildschirm eines nachgeschalteten Oszilloskops einen interessierenden Bandbereich im HF- Spektrum zu beobachten.

Auch kann man Schwebungston-Generatoren mit dieser Verfahrensweise aufbauen. Zwei Oszillatoren, davon einer mit einer festen Frequenz, der andere wird mit einer Sägezahn- Steuerung von einer Startfrequenz bis zu einer Endfrequenz durchgewobbelt. Schwebungston-Generatoren dienen in Labors vornehmlich zu Meßzwecken.

## Zener Dioden.

Zur Spannungs- Stabilisierung werden bei kleinen Leistungen oft Z-Dioden eingesetzt. Ihr Erfinder hieß Zener - sie haben also nichts mit der 10 zu tun.

Sie sind klein, benötigen sehr wenig Platz, und erzeugen wenig Wärme.

Im Bild ist eine solche simple Schaltung vorgestellt. Die Z-Diode soll aus den 12 V-Eingangsspannung, die Universalspannung, die wir überall in unseren Geräten vorfinden - eine stabile Gleichspannung von 5 Volt liefern.

Die Z-Diode **Z 5**, mit 5 Volt, durch die ein Strom von 0,025 A fließen soll, erfüllt diese Aufgabe. Die Eingangsspannung von 12 V teilt sich auf in 5 Volt an der Diode, und den verbleibenden 7 V.

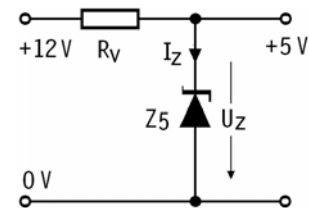
Zur Berechnung des Vorwiderstandes **R<sub>v</sub>** wird die Teilspannung an R<sub>v</sub> geteilt durch den Strom:

$$R_v = U / I = 7 \text{ V geteilt durch } 0,025 \text{ A} = \mathbf{280 \text{ Ohm}}$$

Der Vorwiderstand **R<sub>v</sub>** wird für eine Belastbarkeit von  $U^2 / R$  ausgelegt:

$$U^2 / R = 7^2 = 49 \text{ geteilt durch } 280 \Omega = \mathbf{0,175 \text{ Watt}}$$

Einsatzgebiete sind ferner stabilisierte Netzteile, Meßschaltungen usw.



Zusammenfassend kann gesagt werden, daß man **Schottkydioden** für hochempfindliche Aufgaben einsetzt. Denn ihre Schwellspannung (ca. 0,2 V) ist dafür - und für hohe Frequenz sehr gut geeignet.

**Germaniumdioden** haben noch gute HF-Eigenschaften bei einer Schwellspannung von ca. 0,4 V. (Viel in Demodulatorschaltungen anzutreffen.)

**Siliziumdioden** mit 0,6 ... 0,7 V Schwellspannung sind das Arbeitspferd der Elektronik, auch was die Leistung betrifft. (Gleichrichter, elektronische Schalter.)

Nur selten noch trifft man auf Röhrendioden. Sie wurden fast generell abgelöst von den Halbleiterdioden.

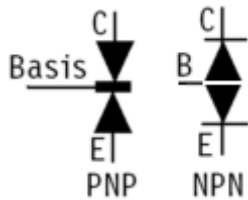
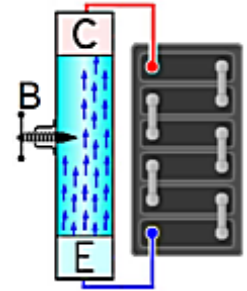
**Leuchtdioden** erobern sich ein immer größeres Feld, trotz ihrer Schwellspannung von ca. 1,5 V. Signal- und Beleuchtungszwecke sind ihre Domäne.

## Der Transistor besteht aus zwei Dioden.

Stellen Sie sich eine Wasserleitung vor. Sie kommt aus der Erde [E] in Ihr Haus. Über ein Begrenzungsventil [B] - im Volksmund Wasserhahn genannt, gelangt das Wasser zum Consumenten [C].

In einer solchen Weise arbeitet etwa der Transistor. Freilich steht der Buchstabe E dort nicht für Erde sondern es ist der Anschlußpin Emitter gemeint, der Erzeuger, der Absender der Wassermoleküle, die hier Elektronen sind. Negativ geladene Ladungsträger auf dem Weg zum Consumenten.

Der Consument des Transistors ist der Collector - ein Stromabnehmer. Die Menge an Strom wird durch den Begrenzungshahn B gesteuert.



[B] ist die sog. Basis, eine Elektrode (Anschluß) des Transistors. Basis heißt dieser Anschluß deshalb, weil die zwei Dioden, aus denen ein Transistor besteht, hier eine gemeinsame Eigenschaft aufweisen, eine gemeinsame Basis haben.

Das wird deutlich, wenn man sich den Aufbau eines bipolaren Transistors vor Augen führt: Zwei gegenläufig geschaltete Dioden - eine Collector-Diode und eine Emitter-Diode treffen an der Basis zusammen. Beide Dioden nutzen die Basis gemeinsam.

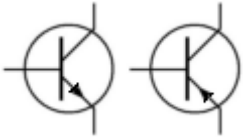
Links ein PNP- und rechts ein NPN-Transistor.

Damit Mißverständnisse vermieden werden, hat man das Schaltzeichen für einen Transistor anders gestaltet, denn das auf der nächsten Seite gezeigte könnte u.a. als gegenläufig geschaltete Dioden interpretiert werden.

Man gönnt dem Transistorschaltbild nur die Emitterdiode, und erreicht damit eine klare Zuordnung des Emitters im Gegensatz zum Kollektoranschluß.

Bipolare Transistoren sind sie auf Grund der Tatsache, daß es zwei unterschiedliche Gebiete gibt. P-dotiertes und N-dotiertes Halbleitermaterial.

Darüber hinaus kann man die Dioden eines Transistors auch andersherum gepolt bauen. Das Bild zeigte links einen Transistor, dessen Diodenpfeile zur Mitte zeigen - einen PNP-Transistor, bei dem die N-Gebiete die gemeinsame Basis bildeten. Es geht also auch anders herum. Beim NPN-Transistor zeigen die Pfeile nach außen, die Basis besteht hier aus den P-Gebieten beider Dioden.

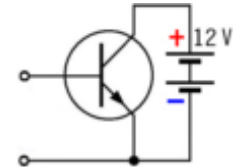
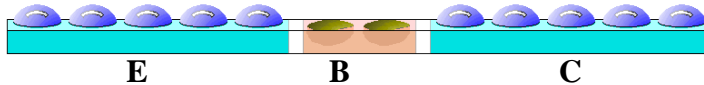


Links ist hier ein NPN-Transistor und rechts ein PNP-Transistor gezeichnet.

Die Emitter Anschlüsse sind mit den Dioden-Pfeilrichtungen versehen. Nach oben schauen die Kollektor-Anschlüsse, und nach links die Basispins.

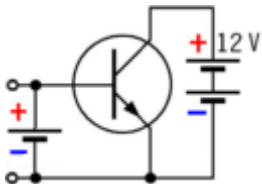
Der NPN-Transistor ist einfach zu verstehen, wenn wir gedanklich von der Diode ausgehen. NPN-Transistoren arbeiten gegenüber der Bezugs Elektrode, dem Emitter mit positiven Spannungen an Kollektor und Basis.

Wir legen also eine Spannungsquelle mit 12 V an Emitter und Kollektor, wobei der Pluspol an den Kollektor, und Minus an den Emitter angeschlossen wird - wie im Bild rechts.



**Was passiert?** Die Elektronen der Emitterdiode (zwischen E und B) würden besonders gern dem Pluspol der Spannungsquelle zustreben. Angesichts der Sperrschichten, eine zwischen Emitter und Basis, und der zweiten zwischen Basis und Kollektor ist aber kein geschlossener Stromkreis vorhanden. Es fließt kein Kollektorstrom!

Das ändert sich dann, wenn man an die Basis eine positive Spannung gegenüber dem Emitter anlegt, die um die Schwellspannung (ca. 0,6 V) größer ist, als die Spannung am Emitter. Durch diese Maßnahme wird die Sperrschicht der Emitterdiode E → B überwunden.



Die im Transistor sehr dünn ausgelegte Basiszone wird damit fast völlig mit Elektronen gesättigt.

Nun hat es die relativ große Kollektorspannung leicht, auch noch die Sperrschicht der Kollektordiode (zwischen B und C) zu überwinden.

Je größer man die Basisspannung macht, umso größer wird der Stromfluß vom Emitter zum Kollektor - der kurz der Kollektorstrom genannt wird.

Mit der Überwindung der Sperrschicht, ab ca. 0,6 V über dem Emitterniveau beginnt also bei einem Silizium-Transistor der Kollektorstrom zu fließen. Bei einer Grenze (etwas über 0,8 V über Emitterniveau) fließt schon der größtmögliche Kollektorstrom. Ich schreibe den Kollektorstrom bewußt mit C, damit der Wiedererkennungswert größer ist.

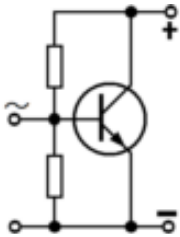
Wenn man sich das einmal in Ruhe durchdenkt - unterhalb der Schwellspannung fließt kein Strom, das heißt doch, daß der Transistor in dem Fall einen unendlich großen Widerstand darstellt.

Wird die Eingangsspannung aber  $> 0,8$  Volt, dann läßt der Transistor den größtmöglichen Strom fließen = Kurzschluß ? - **Wir haben einen steuerbaren Widerstand!**

Diese Möglichkeiten versetzen in die Lage, es zunächst mal zu versuchen, eine Sprechwechselfrequenz (NF) zu verwenden, um zu sehen wie der Transistor reagiert. (NF = Niederfrequenz).

Wir verwenden eine feste Spannungsquelle, die unsere Basis um ca. 0,7 V positiv anhebt. Dann sollte eine überlagerte NF-Spannung von 0,2 Volt (von oberer zu unterer Spitze =  $0,2 V_{ss}$ ) genügen, um den Transistor im Fall der positiven Halbwelle der NF voll durchzusteuern, um im Fall der negativen Halbwelle nur noch minimalen Kollektorstrom fließen zu lassen. - Sprach der HERR und so geschah es !

## Basis-Spannungsteiler.



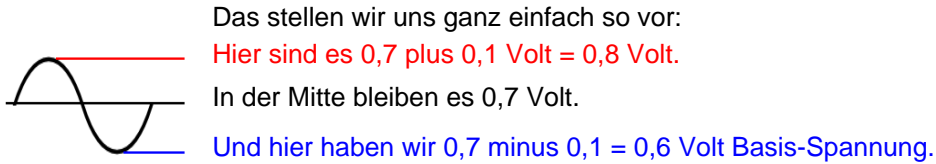
Hier wird gleich die vornehme Methode angewendet, den "festen" Teil, der Basis-Vorspannung, die den "Arbeitspunkt" festlegt, aus der Gesamtspannung zu gewinnen.

Der Arbeitspunkt A, der hier angewendet wird, läßt die Hälfte des größtmöglichen Kollektorstromes fließen. Von dieser mittleren Basisspannung aus, ist der Kollektorstrom zu maximalen, wie minimalen Werten steuerbar.

Die beiden Basis-Spannungsteiler genannten Widerstände sind also so zu dimensionieren, daß an der Basis zunächst 0,7 V "steht". Wir teilen dazu 12 durch 0,7 Volt und kommen auf ein Verhältnis von 17,14.

Für den oberen Widerstand setzen wir mit hinreichender (Un)genauigkeit 180 k $\Omega$  und für den unteren 11 k $\Omega$  ein. Es sind dann 0,691 V an der Basis.

Die 0,2 V<sub>ss</sub> (Volt von oberer zu unterer Spitze) -Sprechwechselfrequenz erhöhen die Basis-Spannung in der positiven NF-Halbwelle um 0,1 auf 0,8 V, während sie auf  $< 0,6$  V sinkt, bei der negativen Halbwelle.



Heureka - es ist geschafft - Der Transistor arbeitet. Man könnte mit einem Strommesser (Milliamperemeter) feststellen, daß der Kollektorstrom alle Verrenkungen mitmacht, die ihm aufgezwungen wurden. Und wir haben nur zwei Widerstände eingebaut - den **Basis-Spannungsteiler**.

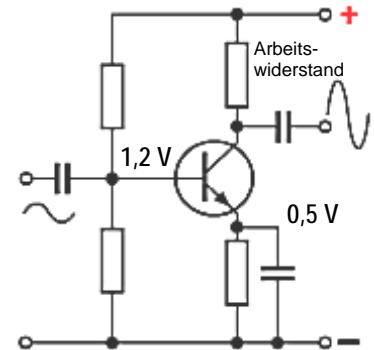
Er arbeitet! - Aber **wie** werden wir der Arbeit denn nun teilhaftig ? Wir haben Spannungsänderungen eingespeist, und möchten bitteschön auch verstärkte Spannungsänderungen als Lohn am Ausgang ernten. Noch ist am Ausgang ja ständig die volle Betriebsspannung mit 12 Volt.

„Janz eenfach“, sagt der Berliner - „am Injang haste doch'n Spannungsteila, wieso denn nich ooch am Ausjang“?

Klar - Berliner müßte man sein. In der Tat ist der Transistor ja schon ein sich mit der Ansteuerung ändernder Widerstand.

Dem schalten wir einen zweiten in Reihe zu, und nennen ihn den **Arbeitswiderstand**.

In dem nun vollständigen NF-Verstärker sind die Widerstandswerte korrigiert worden. Denn am Emitter liegen nun 0,5 V an. Es ist deshalb an der Basis eine Spannung erforderlich, die um 0,5 V höher ist als die bisher besprochenen 0,7 Volt.



Die Parallelschaltung aus Widerstand und Kondensator dient einer Korrektur der Transistorkennlinie. Eine sogenannte Gegenkopplung.

Das Spannungsteiler-Verhältnis zwischen dem neu hinzugekommenen **Arbeitswiderstand** (an dem die Arbeit abnehmbar ist) - und dem sich ändernden **Innenwiderstand** des Transistors ermöglicht es, am Ausgang des Transistors die resultierenden Ausgangsspannungen zu entnehmen und zu messen.

Eingangs- und Ausgangsseitig sind Koppelkondensatoren eingebaut, damit der Gleichspannungsanteil einer Vorstufe nicht an eine Folgestufe weitergereicht wird. Neugierig macht jetzt die Gegenkopplung in der Emitterleitung.



## Kennlinie und Gegenkopplung.

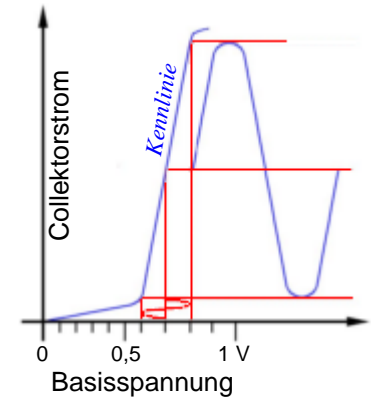
Die Kennlinie erzählt etwas darüber, wie sich der Transistor verhält, wenn von ihm mal volle, und ein anderes Mal fast keine Leistung erwartet wird.

Sie verrät grafisch, wie sich das Ausgangssignal bei den verschiedenen Ansteuerspannungen verhält.

Die steuernde NF-Wechselspannung erhöht in der positiven Halbwelle die Basisspannung von 0,7V auf 0,8V und senkt sie in der negativen Halbwelle auf 0,6V. Sie ist unten rot gezeichnet. Der eingestellte Arbeitspunkt ist **A**.

Die blau aufstrebende Linie ist die Transistorkennlinie. Sie spiegelt das Eingangs- zum Ausgangs-Signal in Form der blauen Strom-Sinuskurve.

Es wird klar, daß ein lineares Ausgangssignal nur innerhalb der roten Begrenzungslinien erzielt werden kann, denn wenn man die Ansteuerung z.B. um 0,1V ausdehnen würde, also ein Eingangssignal zwischen 0,5 und 0,9V zulassen, dann würde das Ausgangssignal außerhalb der Begrenzungen anstoßen - es würde schlicht oben und unten abgeschnitten, und die schöne Sinusform wäre dahin.



## Die Gegenkopplung

in der Emitterleitung sorgt aber dafür daß diese Gefahr vermieden wird. Ihr Widerstand sorgt dafür, daß der aus dem Innenwiderstand des Transistors mit dem Emitterwiderstand bestehende Gesamtwiderstand, niemals Null werden kann.

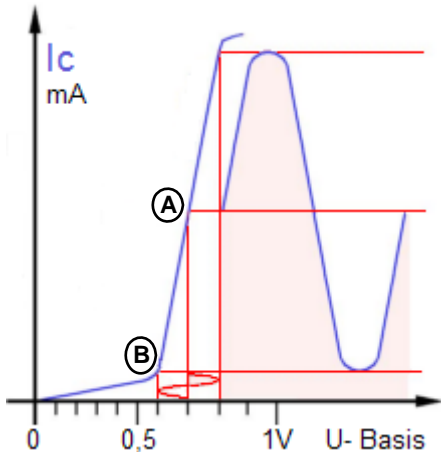
Bedingt durch denselben Widerstand kann aber auch nie der größtmögliche Kollektorstrom fließen.

Der Kondensator in der Gegenkopplung ist die Verbindung des NF-Signals zur Masse, - die Masse, welche mit der unteren waagerechten Linie im Schaltbild ausgedrückt ist. Fehlt dieser Kondensator, so sinkt die Verstärkerwirkung der gesamten Schaltung auf einen Bruchteil ab.

## Der Arbeitspunkt A.

Bisher wurde der Arbeitspunkt **A** besprochen. Der Arbeitspunkt, bei dem die Basisvorspannung so eingestellt ist, daß der halbe Kollektorstrom fließt, wenn keine Ansteuerung am Eingang wirksam ist.

Ein steuerndes Eingangssignal kann - vorausgesetzt es wird nicht übersteuert - linear verstärkt werden. Mit linearer Verstärkung ist gemeint, daß das Ausgangssignal nur in seiner Größe - nicht aber in der Form verändert wurde. Er ist also der Arbeitspunkt mit dem geringsten Wirkungsgrad, aber der besten Linearität.



Ich habe die Kennlinien-Grafik hier zum Vergleich mit den anderen Arbeitspunkten nochmals etwas vergrößert wiedergegeben.

Zu welchen Zeiten Strom fließt, und wieviel, - das ist rosa unterlegt.

Schauen Sie sich das auf der folgenden Seite vergleichend an. Im Gegensatz zum A-Betrieb fließt beim B-Betrieb während der gesamten negativen Halbwelle kaum Strom. Hier wird gezeigt, daß bei A-Betrieb das ansteuernde Signal, an der Kennlinie gespiegelt, unverfälscht aber verstärkt den Ausgang erreicht.

## Der Arbeitspunkt B

unterscheidet sich davon grundlegend. Die Basis-Vorspannung liegt bei  $< 0,6$  Volt. Von der NF-Steuerwechselspannung wird nur noch die positive Halbwelle (fast unverzerrt) verstärkt. Denn ihre Null-Volt-Linie liegt nun im Kennlinienknick. Dann fließt nur ein geringer Ruhestrom.

Ein Arbeitspunkt, der zwischen **A**, und nahe bei **B** liegt, wird für Kurzwellen-Endstufen angewendet. Durch geschickte Dimensionierung der Schaltung gelingt damit eine verzerrungsarme Verstärkung, die den Ansprüchen an KW-Sender genügt. Sie arbeitet mit einem geringen Ruhestrom, und wird deshalb in den modernen Transceivern durchgehend angewendet.

## Arbeitspunkt B wird hier fortgesetzt

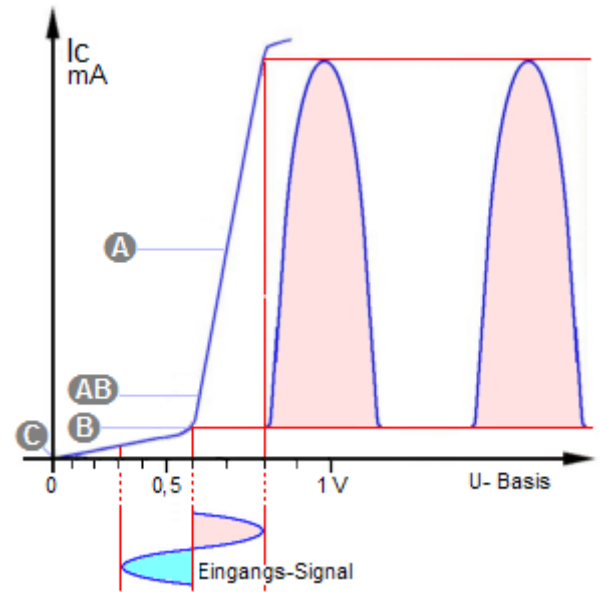
Es ist hier nur der B-Betrieb gezeichnet, weil eine weitere Zeichnung auch des AB-Betriebes nicht wesentlich anders wäre. Im Prinzip sehen sich beide sehr ähnlich.

Der Arbeitspunkt **AB** liegt an der Stelle, wo die Kennlinie geradlinig wird, also wenig höher als der Arbeitspunkt **B**.

Erkennbar ist, daß die Ansteuerspannung nun doppelt so groß, als bei A-Betrieb sein darf. Und ihre negative Halbwellen (blau unterlegt) trägt nicht zur Verstärkung bei.

Solche Endstufen sind als Gegentakt-Endstufen ausgeführt bei der der Gegentakt-Transistor die negative Halbwellen verstärkt.

Vergleichbar ist das mit der Arbeitsweise eines Boxermotors, wie ihn manches Auto hat. Unlinearitäten der Ausgangsspannung werden im nachgeschalteten Schwingkreis teilweise ausgeglichen. Der Stromfluß ist während der negativen Halbwellen nur noch sehr gering.



**Der C-Betrieb** hingegen, bei dem keine Basisvorspannung - oder sogar eine negative Spannung den Arbeitspunkt bestimmt - hat jedoch ein so stark verzerrtes Ausgangssignal zur Folge, daß er für SSB-Betrieb nicht verwendbar ist. Auch für AM gibt's da eine Menge Schwierigkeiten.

Wohl aber für Frequenzmodulierte Signale. Bei FM ändert sich ja nur die Frequenz im Rhythmus der Modulation, aber nicht die Amplitude.

Man sieht am Kennlinienbild, daß schon bei B-Betrieb nur noch kurzzeitig ein großer Strom durch den Transistor fließt. Die Leistung, die dem Transistor abverlangt wird, ist schon erheblich kleiner als bei A-Betrieb.

Bei C-Betrieb ist diese Bilanz noch günstiger, denn die Zeit in der eine Halbwellen verstärkt wird, beginnt ja bei Null Volt aufwärts, und wenn bei 0,6 Volt der Strom erst richtig zu fließen beginnt, ist die Breite der Steuerspannung schon erheblich schmaler. Die stromarme Zeit, und damit der Wirkungsgrad des Transistors ist größer.

## Der Arbeitspunkt C.

Bei diesem Arbeitspunkt geht es dem Fachmann nur um den Stromflußwinkel. Das ist - einfach erklärt - die Zeit, in der Strom durch den Transistor fließt, im Gegensatz zur Zeit, in der gar kein, oder nur ein sehr kleiner Strom fließt.

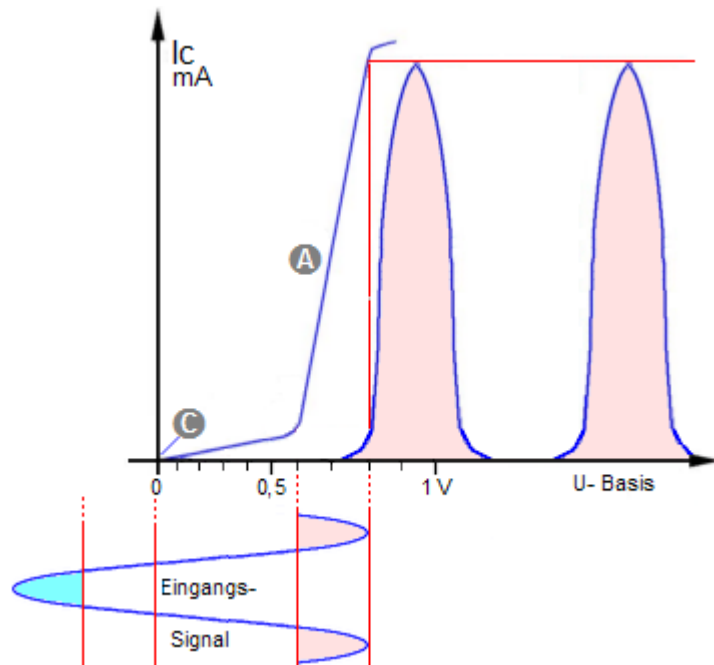
Es geht also um die Leistungsbilanz. Die Steuerwechselspannung ist in unserem Bild auf  $3,6 V_{ss}$  angestiegen, und - dort, wo sie die Verstärkung beeinflusst (oberhalb  $0,6 V$ ), ist sie wesentlich schlanker geworden. Das drückt sich natürlich im verstärkten Signal so aus, daß auch die verstärkten Halbwellen schlanker sind, und die stromlosen Zeiten länger sind.

An der steuernden Wechselspannung erkennt man wie lange es braucht, bis die nächste positive Amplitude auf  $0,6 V$  angewachsen ist, und damit für die Verstärkung erst wirksam werden kann.

C-Betrieb ermöglicht den höchsten Wirkungsgrad. Von der Gleichstromleistung, die der Verstärker konsumiert, wird weniger in Wärme umgesetzt. Die mögliche Ausbeute beträgt bis zu  $87\%$ .

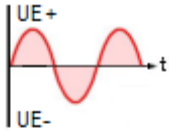
Im Gegensatz dazu beträgt der Wirkungsgrad bei A-Betrieb nur  $40\%$ , und beim B-Betrieb bis zu  $80\%$ .

Für Einseitenbandsignale (SSB) ist der C-Betrieb wegen der starken Verzerrungen nicht anwendbar.

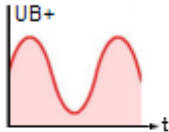


# Phasenlagen beim Verstärker in Emitter-Schaltung.

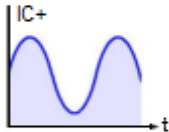
Wie es zum invertierten Signal am Ausgang des Emitter-Verstärkers kommt, das soll hier mit dem Schaltbild und seiner Signal-Kennzeichnung, sowie den resultierenden Strom-Spannungskurven demonstriert werden. Spannungen habe ich rot, und Ströme blau gezeichnet.



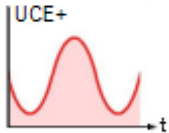
Vorgegeben ist die Eingangsspannung  $U_E$ , vor dem Koppelkondensator. Oberhalb der Nulllinie die positiven, unterhalb die negativen Halbwellen, die sich gegen den Uhrzeigersinn bewegen.



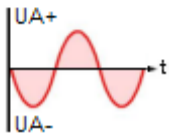
$U_B$ ; Hinter dem Koppelkondensator dominiert phasengleich die aus dem Basis-Spannungsteiler gewonnene Basis-Vorspannung. Sie differiert gemäß der Überlagerung mit der Eingangsspannung, sie ist also eine sich ändernde Gleichspannung.



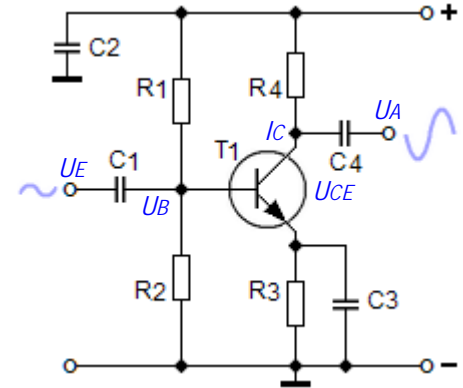
Mit der gleichen Phasenlage reagiert der Kollektorstrom  $I_C$ . Auch er ist größer oder kleiner, je nach Ansteuerung.



Am Kollektor, noch vor dem Auskoppel-Kondensator ist die wechselnd große Kollektorspannung  $U_{ce}$  dazu in Gegenphase. Sie wird durch die Betriebsspannung über den Arbeitswiderstand immer über Null Volt sein.



$U_a$  Der ausgangsseitige Koppelkondensator hat den Gleichspannungsanteil nun abgetrennt. Hier ist es wieder eine, aber um  $180^\circ$  phasenverschobene Wechselspannung.



*Die kursiven blauen Hinweis-Punkte des Schaltbildes sind in den Texten dem jeweiligen Strom/Spannungszustand zugeordnet.*

## Die Bezugselektrode Emitter.

Bisher sind wir stillschweigend davon ausgegangen, daß der Emitter für eine Verstärkerschaltung die gemeinsame Bezugselektrode für das Eingangs- und Ausgangs-Signal sei. Man spricht dann von „Emitterschaltung“.

In der großen Mehrzahl der Fälle ist das auch so.

Aber in Spezialfällen kann jede Elektrode diese Funktion übernehmen.

Die **Emitterschaltung**, wie sie bisher besprochen wurde, ist hier nochmals gezeigt. Über die rot gezeichnete Gegenkopplungs-Kombination aus Widerstand und Kondensator (R3, C3) ist eine Signal-Masseverbindung hergestellt. Deshalb schimpft sich das Emitterschaltung !

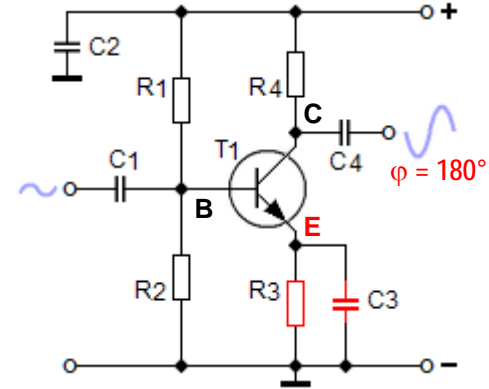
Das Ausgangssignal wird am Kollektor abgenommen. Eine Spannungsverstärkung bis zu 300-fach ist möglich. Der Eingangswiderstand ist klein ( $> 100 \Omega \dots 5 \text{ k}\Omega$ ) . Der Ausgangswiderstand aber groß ( $5 \dots 50 \text{ k}\Omega$ ).

Eine größere positive Spannung an der Basis hat einen größeren Kollektorstrom zur Folge. Gleichzeitig sinkt die Kollektorspannung. Der innere Widerstand zwischen Emitter und Kollektor ist umso kleiner, je größer der Stromfluß dieser Strecke ist.

Der Innenwiderstand des Transistors ist infolgedessen klein gegenüber dem Arbeitswiderstand R4 (in der Leitung von Plus zum Kollektor). Ergebnis dieser Überlegung ist, daß der Anteil der Spannung am Kollektor sehr klein wird, weil der größte Teil am Arbeitswiderstand abfällt.

Das aber heißt, daß eine positive Halbwelle der Eingangsspannung - eine negative Halbwelle der Ausgangsspannung verursacht.

Der Verstärker in Emitterschaltung invertiert das Signal !



## Bezugselektrode C. Verstärker in Kollektorschaltung.

Verstärker in Kollektorschaltung (Emitterfolger) erkennt man daran, daß der Kollektor ohne Arbeitswiderstand an die Versorgungsspannung angeschlossen ist.

Der Kollektor ist die Bezugselektrode für das Ein- und Ausgangssignal. Der Arbeitswiderstand ist  $R_3$  - der Emitterwiderstand, der deshalb nicht mit einem Kondensator überbrückt ist..

Ausgang am Emitter gegen Masse.

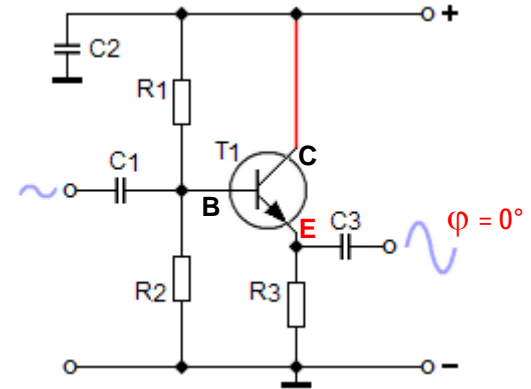
$\varphi = 0^\circ$ . Das Eingangssignal wird nicht invertiert .

Die Spannungsverstärkung  $V_u$  ist kleiner als 1.

Der Eingangswiderstand ist sehr groß. 10 k $\Omega$  ... 200 k $\Omega$

Der Ausgangswiderstand ist sehr klein. 4 ... 100  $\Omega$

Wird als Impedanzwandler verwendet.



Die Kollektorschaltung ist die Standard-Stufe, die einem Oszillator folgt. Denn ihr hochohmiger Eingang belastet den Oszillator unwesentlich, und gewährleistet damit eine stabile Arbeitsweise des Oszillators. Man nennt sie Pufferstufe.

Ihr hoher Ein- und niedriger Ausgangswiderstand machen die Stufe vergleichbar mit einem (viel teureren) Transformator, der zudem auch mehr Platz in Anspruch nehmen würde.

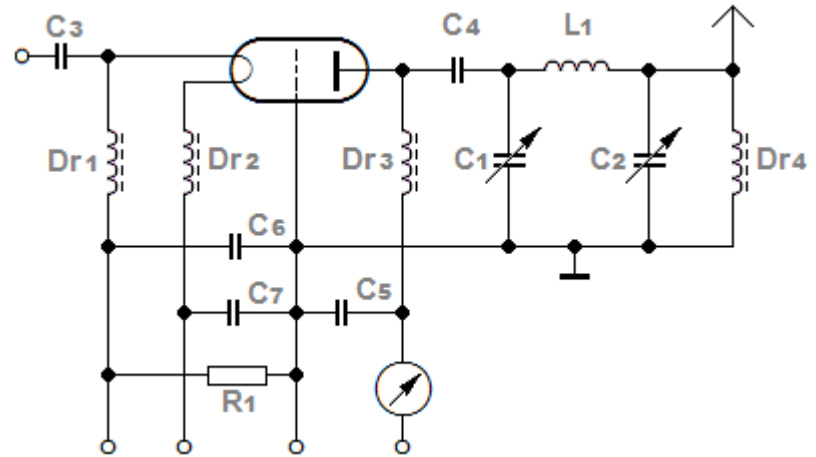
Die Kollektorschaltung ist wohl deshalb sehr häufig anzutreffen !

Die Kollektorschaltung ist eine **nicht**invertierende Schaltung.

## Die Gitterbasis-Schaltung.

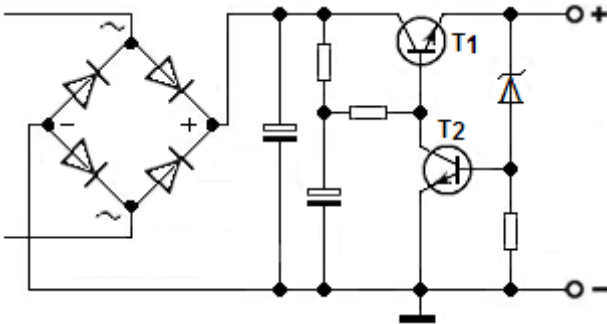
Sie versteckt sich heute noch vorwiegend in konventionellen Netzteilschaltungen, und in Röhren-Endstufen in Gitterbasis-Schaltung.

Das Steuergitter der Endröhre trennt abschirmend das Ausgangs-Signal vom Eingangs-Netzwerk. Damit werden Rückwirkungen auf den Eingang wirksam vermindert. Die steuernde HF-Spannung wird über die Kathode der Röhre zugeführt. Die Schaltung entspricht der Basis-Schaltung bei Transistoren.



Den Abschirm-Effekt nutzt man auch bei UKW-Empfänger Eingangsstufen. Man trennt damit den Empfangs-Antennen-Kreis von der Nachfolgeschaltung um das Oszillator-Signal von der Antenne fernzuhalten, was sonst über die Empfangsantenne abgestrahlt werden könnte.

Die Basis-Schaltung ist eine **nichtinvertierende** Schaltung.



In der nebenstehenden Teilschaltung eines konventionellen (althergebrachten) Netzteils ist es der Leistungstransistor T1, der in einer Art Basischaltung betrieben wird. Man nennt das Zwischenbasischaltung. Denn sie wird am Kollektor angesteuert, und der Emitter fungiert als Ausgang. T2 sehen wir in Emitterschaltung.



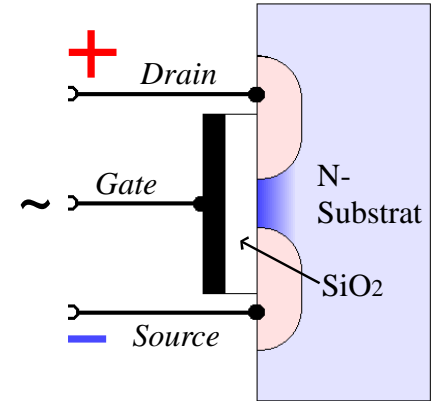
# Feldeffekt Transistor.

Diese Darstellung ist die fast unzulässige Vereinfachung der Wirkungsweise eines Feldeffekt-Transistors.

Ich erlaube mir das, um eine ebenso unzulässige, aber hoffentlich verständliche Erklärung seiner Wirkungsweise zu ermöglichen.

Das sogenannte N-dotierte Substrat ist sehr schwach dotiert. Die Elektronen verteilen sich mit großen Abständen über das gesamte Substrat. Deshalb ist es in hellblau gehalten.

Zwei P-dotierte Inseln sind in das Substrat eindiffundiert (eingelassen, -gestreut). Oben der Drain, der Abfluß - vergleichbar mit dem Kollektor des bipolaren Transistors. Unten die Source (Quelle), was dem Emitter vergleichbar ist. Beide in Rosa.



Diese beiden Elektroden werden (was in dem Bild nicht so gut darstellbar ist) von einer metallischen, Gate genannten Elektrode vollständig überdeckt. Gate ist gleich Tor, Eingang - wie die Basis des bipolaren Transistors. Das Gate ist elektrisch von allem anderen durch eine hauchdünne Silizium-Oxydschicht isoliert. (SiO<sub>2</sub>, hier viel zu dick in weiß erkennbar).

In der Zeichnung habe ich schon den Zustand vorweggenommen, der eintritt, wenn am Gate eine positive Spannung anliegt: Vom Gate aus wirkt ein elektrisches Feld in das N-Substrat hinein, und schwupps - versammeln sich die Elektronen, die vorher alle Einzelgänger waren dort, - und bilden einen Weg für den Stromfluß Source . . . Drain.

Das Geheimnis Feldeffekt-Transistor ist gelüftet! Feldeffekt -Transistor, weil er allein durch ein elektrisches Feld gesteuert wird. Nahezu leistungslos ist die Steuerung - ganz anders als beim bipolaren Transistor.

Der Eingang eines FET ist aus dem gleichem Grund sehr hochohmig, er ist geeignet hohe Frequenzen zu verstärken. Und Feldeffekt-Transistoren gibt es in vielen, elektrisch unterschiedlichen Ausführungen.

Auf der nächsten Seite werden sie vorgestellt.

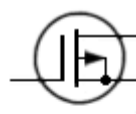
# Verschiedene FET- Typen und Bezeichnungen

Glauben Sie nicht, daß der Autor auch nur einen Teil dieser Thematik durchschaut.

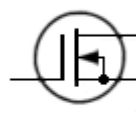
Lernen Sie also stur wie ich für die Prüfung!  
Ich kann nur ein paar Tips mitgeben: →

---

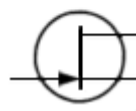
Weitere Fragen, die Feldeffekt-Transistoren betreffen, finden sich nicht in den Fragenkatalogen der Bundesnetzagentur. Deshalb wollen wir es damit auch bewenden lassen.



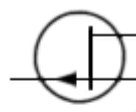
Isolierschicht P-Kanal MOSFET.  
Abstand Gate...Substrat. Dioden-**P** zeigt zum Kanal.  
(**M**etal-**O**xyde-**S**emiconductor-**F**ield-**E**ffect-**T**ransistor).



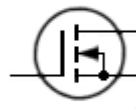
Isolierschicht N-Kanal MOSFET.  
Abstand Gate...Substrat. Dioden-**N** zeigt zum Kanal.  
(**M**etal-**O**xyde-**S**emiconductor-**F**ield-**E**ffect-**T**ransistor).



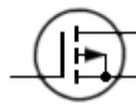
Selbstleitender N-Kanal-Sperrschicht-FET  
Die **N**-Seite des Pfeils zeigt direkt auf eine Sperrschicht



Selbstleitender P-Kanal-Sperrschicht-FET  
Die **P**-Seite des Pfeils zeigt direkt auf eine Sperrschicht



Selbstsperrender N-Kanal-Isolierschicht-FET  
(**MOSFET**) Die Dioden-Pfeilspitze = **N** zeigt zum Kanal.  
Gate und Substrat sind mit einem isolierenden Abstand voneinander gezeichnet. Unterbrochene Substrat-Linie.



Selbstsperrender P-Kanal-Isolierschicht-FET  
(**MOSFET**) **P** zeigt zum Kanal.  
Gate und Substrat sind mit einem isolierenden Abstand voneinander gezeichnet. Unterbrochene Substrat-Linie.

## Meßtechnik, Meßinstrumente.

Was versteht man eigentlich unter der Absicht, etwas messen zu wollen? Wenn wir etwas messen wollen, wird das zu messende nur mit etwas bekanntem verglichen.

In allen Ländern, die da glauben wichtig zu sein, gibt es ein Eichamt. In ihren Hauptstädten werden Proben aufbewahrt - z.B. das "Urmeter" in Paris. Wir haben schon besprochen, daß man den elektrischen Widerstand zahlreicher Materialien als spezifischen Widerstand einer Probe von 1m-Länge, mit einem Querschnitt von 1 Quadratmillimeter festgestellt hat.

So werden alle möglichen und unmöglichen Dinge vom Menschen "eingeordnet". Aber selbst das hat noch seine Tücken. Denn ein Meter irgendeines Materials ist bei 0° Celsius kürzer, als es bei 20° Celsius ist.

In der Annahme, daß 20° Celsius eine weltweit mittlere Temperatur sei, hat man sich darauf geeinigt: Alle Maße gelten bei diesen 20° Celsius.

Man kann daraus ersehen, daß schon allein solche weithin unbeachteten Umstände zumindest kleine Meßfehler heraufschwören können.

Überdies sind die von Menschen gebauten Meßgeräte natürlich auch nicht frei von Fehlern. Seien es einfache Volt- oder Amperemeter, deren Meßspule eine Abweichung haben kann, oder anspruchsvollere Geräte, die immenses Geld gekostet haben: Sie alle wurden so präzise, wie möglich - aber eben nur 'wie möglich' - und von Menschen gemacht.

Der gewissenhafte Meßtechniker bringt deshalb sein hochpräzises Meßgerät alle paar Jahre zum Eichamt und bekommt ein Etikett draufgeklebt: Eichamt Hintertupfingen Mai 1803.

Fragen wir nicht danach, welche Ungenauigkeiten die "Meßnormale" des Eichamts zu der Zeit schon hatten - sicherlich verschwindend klein, - aber immerhin.

Die gravierenderen Meßfehler aber, die großen Brocken, werden zumeist vom Benutzer des Meßgerätes selbst verursacht - teilweise verheerende Fehler.

"Wer mißt mißt Mist" ist der Slogan der Meßtechniker - mit einigem Recht.

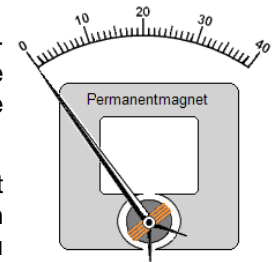
Die Prüfungsfragen beinhalten etliche diesbezügliche Fragen, deshalb wollen wir das gründlicher unter die Lupe nehmen.

Da haben wir zum Beispiel die **Drehspul-Meßinstrumente**.

Man hat sie als Einbau-Instrument zur Anzeige der Feldstärke, oder im Volt- oder Amperemeter. Oder sie sind im Vielfach-Meßgerät als Zeigerinstrument eingebaut. Hier kommen zu den Ungenauigkeiten des Meßgerätes selbst, noch die der Meß- Vor oder Nebenwiderstände hinzu, plus der Übergangswiderstände des Stufenschalters. Deshalb sollte man solche Geräte in einem Behältnis aufbewahren, das Korrosion der Kontakte vermindert.

Solch ein Meßgerät besteht aus einem Permanentmagneten, der aus einem Paket aus Magneteisen-Bleichen besteht. Zwischen dessen Polschuhen dreht sich eine Spule, wenn ein Gleichstrom durch sie hindurchfließt. Es sind die Kräfte zwischen dem Permanent- und dem elektromagnetischen Feld, die sich gegenseitig beeinflussen und zur Anzeige führen.

Ein unmagnetischer Steg, der nicht mitgezeichnet ist, ist mit einer Achse versehen. Auf der Achse dreht sich ein zylinderförmiges, mit der Spule umwickeltes Metalldrehteil. Schneckenförmige Spiralfedern halten den Zeiger zunächst auf seiner Nullposition und übertragen die Meßspannung darüberhinaus zu der Meßspule.



Die Skalen-Endwerte reichen von ca. 20  $\mu\text{A}$  bis hinauf zu 10 A oder mehr. Für höhere Meßströme wird ihnen ein Nebenwiderstand parallelgeschaltet (ein Shunt). Baugleiche Instrumente sind als Voltmeter ausgelegt - geändert hat sich dann nur die Beschriftung auf der Skala.

Ihre Genauigkeit ist in Klassen eingeteilt, die auf der Skala vermerkt ist.

Kl. 1,5 liest man auf der Skala ab, und weiß damit, daß die Genauigkeit beim Endwert der Skala 1,5% beträgt.

Mit einem Voltmeter der Klasse 1.5, das einen Skalenendwert von 300 Volt hat, wird an einer Spannungsquelle 230 Volt gemessen. In welchem Bereich liegt der wahre Wert ?

Die Antwort: Er liegt zwischen 225,5 und 234,5 Volt. Denn 1,5% von 300 Volt, das läßt sich leicht errechnen, sind 4,5 Volt.

Und 230 gemessene Volt minus 4,5 Volt sind 225,5 Volt,  
und 230 gemessene, plus 4,5 Volt sind nach Herrn Adam Riese 234,5 Volt.

Diese eine Ungenauigkeit läßt sich also noch mit Aufmerksamkeit eliminieren.

Niemals würde Herrn Pfiffig einfallen, mit diesem Meßgerät etwa die Spannung seiner 9V-Blockbatterie ermitteln zu wollen. Der denkt nur kurz: „Mit dem Voltmeter der Klasse 1.5, mit Skalenendwert 300 Volt, soll 9 Volt gemessen werden? Das kann nicht gutgehen“.

Denn dann könnte das Meßgerät der Batterie ja eine Spannung zwischen **4,5** und **13,5** Volt zuweisen.

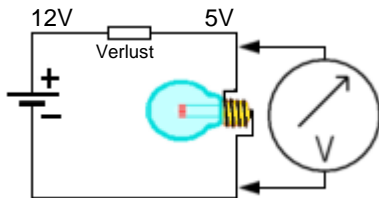
Pfiffig nimmt ein Meßgerät, das einen Skalenendwert von 10 V, und ebenfalls Klasse 1,5 hat. Er mißt damit nahe dem Skalenende und damit noch hinreichend genau.

Er rechnet 1,5% von 10 Volt sind: Meßwert  $\pm 0,15$  Volt, und damit kann er gut leben.

Man sollte ein Meßgerät benutzen, dessen Meßbereich möglichst wenig höher ist, als das zu erwartende Ergebnis.

**Spannungsmesser sind immer der Verbraucherspannung parallel zu schalten, die man messen will.**

Das bedeutet, daß es sinnlos ist, das Meßgerät an die Spannungsquelle zu halten, wenn ich die Spannung messen will, die meinen Verbraucher noch erreicht, weil meinen Verbraucher infolge einer 30 m langen Leitung nur noch 5 von den 12 V des Netzgerätes erreichen.



Denn Herr Schlaumann (ich selbst) hatte auf dem Dachboden eine KFZ-Lampe angebracht, die aus einem Netzteil im Erdgeschoß versorgt wurde, und die nur ein ganz müdes Glimmen zustande brachte, weil dort nur noch 5 Volt ankamen.

Diesbezügliche Fragen sind in den Fragen zur Prüfung mehrfach vorhanden. Es wird gefragt, welche Eigenschaften Strom und Spannungsmesser haben sollten, und wie sie wo anzuschließen sind. Für den Spannungsmesser (Voltmeter) wissen wir schon: Parallel zum Meßobjekt - und - das Meßgerät sollte sehr hochohmig sein.

Wäre es das nicht, dann würde sein niedriger Innenwiderstand einen weiteren Verbraucher parallel zum Meßobjekt bedeuten. Und wenn das Instrument im ungünstigen Fall einen Innenwiderstand aufweist, wie der des Meßobjekts, dann wäre mit 50% Fehlmessung zu rechnen.

Wie groß der Meßgeräte-Innenwiderstand ist, darüber gibt eine Aufschrift auf dem Skalenblatt Auskunft. Da steht z.B. 20 k $\Omega$ /V. Zwanzig Kiloohm pro Volt. Mißt man im 100V-Bereich mit diesem Instrument, dann hat man es mit einem Innenwiderstand von 2000 Kiloohm (2 Megaohm) bei Vollausschlag zu tun.

## Meßbereichserweiterung.

Greifbare Voltmeter haben oft nicht den erforderlichen Meßbereich. Will ich mit einem Instrument, welches bei 2V Vollausschlag hat, z.B. eine Spannung zwischen 2 und 20 V messen, dann hilft ein sogenannter Vorwiderstand.

Das Meßgerät kann nichts anderes als das tun, wofür es gebaut ist: Es kann nur bis zu den vorgesehenen 2 V bei Vollausschlag messen und anzeigen.

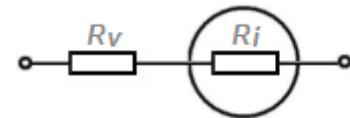
Wenn aber bis 20 V (Vollausschlag) zu messen sind, habe ich 18 V zuviel. Ein Spannungsteiler ist der Ausweg. Er teilt die gemessene Gesamtspannung auf, in die Spannung 2V, die dem Innenwiderstand **R<sub>i</sub>** des Meßgerätes zugeführt wird, und 18 V die an dem vorzuschaltenden Widerstand **R<sub>v</sub>** abfällt.

An den linken Anschluß wird die zu messende Spannung = +20 V angelegt. Zwischen den Widerständen **R<sub>v</sub>** und **R<sub>i</sub>** mißt man 18 V. Es bleiben für **R<sub>i</sub>** bis zum rechten Anschluß 2 V.

Die Spannungsverhältnisse bleiben auch dann gleich, wenn wir an diese Anordnung eine Meßspannung von 10 V anlegen. Also linker Anschluß = +10 V, an **R<sub>v</sub>** fällt 9 V ab, und für **R<sub>i</sub>** bliebe noch 1 V übrig. Die Anzeige des Meßinstruments zeigt 1 Volt, was wegen der Erweiterung soviel heißt wie 10 Volt

Wenn der Meßgeräte-Innenwiderstand bekannt ist, gelingt die Berechnung des Vorwiderstandes. Nehmen wir einmal einen gängigen Wert von **R<sub>i</sub>** = 2 k $\Omega$  an.

Bei dieser Meßbereichs-Erweiterung von 2 V auf 20 V ist das eine einfache Sache. Wir rechnen:  $2 \text{ v} \div 2 \text{ k}\Omega = 1 \text{ k}\Omega / \text{V}$  (ein Kiloohm pro Volt)  
das bedeutet für den Vorwiderstand  $18 \text{ v} \cdot 1 \text{ k}\Omega / \text{V} = 18 \text{ k}\Omega$  **R<sub>v</sub> also 18 k $\Omega$ .**



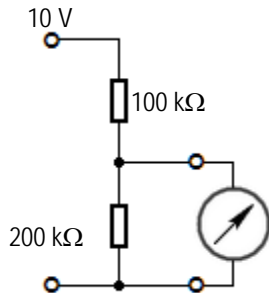
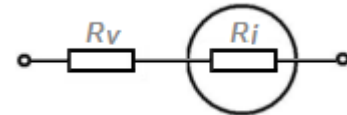
Auf der nächsten Seite behandeln wir eine Aufgabe aus dem Fragenkatalog.

Durch ein Einbauinstrument mit einem Messbereich von 2 V, fließt bei Vollausschlag ein Strom von 2 mA. Das Instrument soll mit einem Vorwiderstand auf einen Messbereich von 20 V Endausschlag erweitert werden. Wie groß ist der Widerstandswert  $R_v$  und die Belastung  $P_v$  des Vorwiderstandes ?

Antwort:  $R_v = 9 \text{ k}\Omega$ ,  $P_v = 36 \text{ mW}$ .

Wie hier, sind in den Prüfungsfragen freundlicherweise die erforderlichen Werte vorgegeben. Wir rechnen:

<i>Innenwiderstand</i> $R = U / I$	$= 2 \text{ V} \div 0,002 \text{ A}$	$= 1000 \Omega$
<i>Abfall am Vorwiderstand</i>	$= 20 - 2 \text{ V}$	$= 18 \text{ Volt}$
<i>Vorwiderstand</i>	$= 18 \text{ V} \div 0,002 \text{ A}$	$= 9000 \Omega$
<i>Belastung</i> $P_v = U^2 / R$	$= 18^2 = 324$ ; $324 \div 9000 \text{ Ohm} = 0,036 \text{ Watt}$	



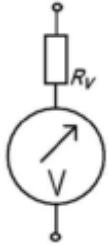
**Eine Aufgabe, die zeigt, wie drastische Fehlmessungen zustande kommen können.**  
Der wahre Wert (6,6 V) wäre nur mit einem Digitalvoltmeter zu ermitteln.

Das Meßgerät hat  $20 \text{ k}\Omega/\text{V}$  - es hat einen Innenwiderstand  
im 10 Volt Bereich:  $20 \text{ k}\Omega \cdot 10 \text{ V} = 200 \text{ k}\Omega$

Das Meßgerät parallel zum  $200 \text{ k}\Omega$ -Widerstand  $= 200 \text{ k}\Omega / 2 = 100 \text{ k}\Omega$

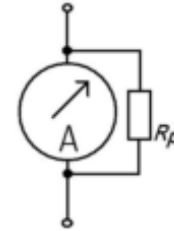
Der Meßgeräte-Zweig hat durch die Parallelschaltung vom  $200 \text{ k}\Omega$ -Widerstand mit  $R_i$   
den gleichen Ohmwert, wie der obere Zweig:

Die Spannung teilt sich deshalb bei der Messung zu gleichen Teilen von je 5 Volt auf.



Meßbereichs-Erweiterung links: Reihenschaltung des Vorwiderstandes bei Spannungsmeßgeräten (Voltmeter).

Und rechts: Parallelschaltung des Nebenwiderstandes bei Strommeßgeräten (Amperemeter).



Zusammenfassend kann zur Spannungsmessung nicht oft genug gesagt werden, daß man ein Meßgerät mit dem höchstmöglichen Innenwiderstand benutzen muß, um ausreichend genaue Messungen zu erreichen.

Die heutigen Digitalmultimeter erfüllen das, und entsprechen dem "Stand der Technik". Wer darüber hinaus an den Punkten mißt, von denen er es wissen will, also am Meßobjekt (z.B. dem interessierenden Verbraucher), dem werden die ganz großen Schnitzer meist erspart bleiben.

Und - nochmals: Das Meßgerät ist parallel zu der zu messenden Spannung anzuschließen.

Völlig anders ist das beim Messen von Strömen. Weil jeder Strom durch das interessierende Objekt hindurchfließt, muß er im Falle der Messung auch DURCH das Messinstrument hindurchfließen. Strom-Messgeräte sind deshalb in den Stromkreis "einzuschleifen", (Leitung auftrennen, Instrument einfügen), d.h. in Reihe zum, und so nahe wie möglich am Meßobjekt anzuschließen.

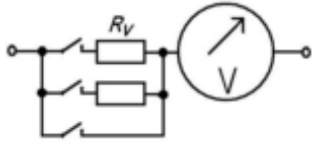
**Amperemeter**, das wurde schon gesagt, sind in der Regel die Drehspul-Instrumente, von denen schon die Rede war.

Im Gegensatz zu einem Voltmeter macht man sie so niederohmig, wie möglich, weil man anderenfalls den Innenwiderstand und damit einen ungewollt hohen Widerstand in den Stromkreis einbringen würde.

Dieser hätte aber einen unzulässig hohen Spannungsabfall zur Folge - das zu prüfende Meßobjekt würde mit einer Spannung betrieben, die um den Spannungsabfall geringer als beabsichtigt ist, und man mißt Mist.

Für Strom-Messung sind die guten alten Drehspul-Instrumente immer noch gut brauchbar, denn sie haben in aller Regel den geforderten niedrigen Innenwiderstand.

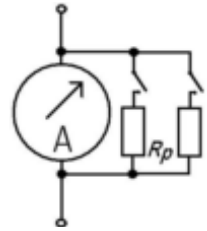




## Vielfach-Meßgeräte

sind mit ein- /umschaltbaren Vorwiderständen ausgestattet. Das kann dann zur Bereichsumschaltung in Spannungmeßbetrieb so aussehen wie die linke Schaltung.

Die rechte Schaltung kann ein Beispiel sein, wie die Bereichsumschaltung für ein Strom-Meßgerät aussehen kann.



## Strommessung.

Auch bei Strommessungen ist genau zu überlegen, was an welcher Stelle zu messen ist.

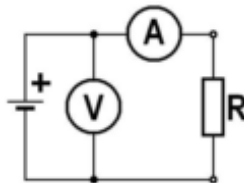
Wenn ich z.B. den Wirkungsgrad meiner Endstufe erkunden will (das Verhältnis der zugeführten Eingangs-Gleichstromleistung zur HF-Ausgangsleistung), dann muß meine Meßeinrichtung auch wirklich nur die Stromzufuhr zur Endstufe messen. Denn schon wenn diese Endstufe einen Vorstufentransistor besitzt, messe ich ja den Strom für ihn mit. Auf diese Weise kann ich also keine korrekte Aussage erwarten.

In einigen diesbezüglichen Prüfungsfragen soll der Prüfling regelrecht auf's Glatteis geführt werden, indem er z.B. die Frage beantworten soll:

## Welches der Meßgeräte ist an der richtigen Stelle zur Strommessung eingesetzt ?

Und er bekommt dazu eine der folgenden Schaltungen zu Gesicht:

Genau diese Schaltung ist dabei die richtige. **R** ist in diesem Fall der Verbraucher und **A** ist der gefragte Strommesser.



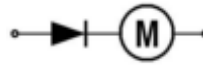
Diese von der BNetzA vorgegebene Schaltung kann zwar eine korrekte Strommessung ermöglichen, aber nicht die Spannung am Verbraucher messen. (Fehler vom Amt).

Mit etwas Überlegung kann man das aber in den richtigen Topf hineintun, es gibt zahlreiche Fragen, die plump eine Unaufmerksamkeit ausnutzen sollen.

## Meßmethoden, Wechselstrom- Messung.

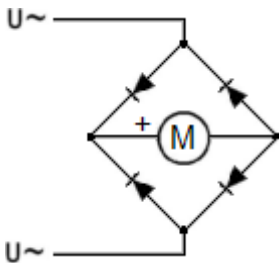
Wie schon erwähnt können Wechselströme- und Spannungen nicht so ohne weiteres mit dem Drehspul-Instrument gemessen und angezeigt werden.

Ihnen wird - damit das geht, ein Gleichrichter vorgeschaltet. Dieser Einweg-Gleichrichter ist die einfachste Möglichkeit.



Er hat aber den Nachteil, daß nur die positive Halbwelle der Meßspannung, unter Abzug der Schwellspannung an das Instrument gelangt. Angezeigt wird daher nur eine kleine Teilspannung.

Trotzdem wird eine solche Schaltung relativ oft eingesetzt. Wir finden sie in Testschaltungen, die Hochfrequenz nachweisen können, in Stehwellen-Messgeräten, in Netzgeräten usw. wieder.



Die hier vorgestellte, häufig benutzte Schaltung bedient sich dagegen eines Grätz-Gleichrichters. Einer Brückenschaltung mit 4 Dioden, deren Dioden-Pfeile alle zum Plus-Anschluß des Messinstruments zeigen.

Das in der Brücken-Diagonale befindliche Instrument **M** zeigt den Mittelwert einer sinusförmigen Wechselspannung an.

Obwohl diese Schaltung im Fragenkatalog nicht gestellt wird, habe ich sie aus informatorischem Grund, und wegen der Häufigkeit ihrer Anwendung (auch in Vielfachmeßgeräten) mit aufgeführt.

In den Vielfach, Universal-Meßgeräten und Digital-Multimetern werden solche Grätz-Brücken oder auch Abwandlungen davon, zur Wechselstrom-Messung zwischen die Widerstandsnetzwerke zur Bereichsumschaltung und die Anzeigeeinheit geschaltet. Dann lassen sich Ohm, Gleichstrom, Gleichspannung, Wechselstrom- und Wechselspannung damit messen.

Wie gesagt, hierzu gibt es keine Prüfungsfrage. Aber weil man sehr häufig mit ähnlichem Gerät umgeht, darf man das wohl wissen. Zu einer Abart dieser Gleichrichterschaltungen gibt es jedoch Fragen, auf die ich im Weiteren eingehen möchte.

## HF-Tastkopf.

Um Hochfrequenz-Spannungen messen zu können, bedarf es natürlich auch der vorherigen Gleichrichtung. Es werden Tastköpfe eingesetzt, die es erlauben, die HF an Stellen einer Hochfrequenzstufe zu messen, die über ein Kabel nicht meßbar sind, weil es im Meßobjekt eine zu hohe Dämpfung hervorruft, und das noch zarte Signal auch von häuslichen Störquellen beeinträchtigt würde.

Ein Metallrohr mit ca. 12...15mm Durchmesser beherbergt ein schmales Platinchen, das die Meßkopf-Schaltelemente trägt.

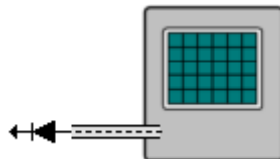


Zwischen zwei Dioden ist der metallische Taststift angelötet, der aus dem Rohr-Gehäuse vorn herauschaut. Mit dem Stift wird die HF-Spannung durch ertasten zugeführt, durch die Dioden gleichgerichtet, und an ein Kondensator-/Widerstandsnetzwerk weitergereicht.

An den Ausgang des Widerstandsnetzwerks ist dann das abschirmende Kabel angeschlossen. Das Kabel führt nach Durchlaufen der Tastkopf-Schaltung nur noch eine gemessene Gleichspannung, sodaß das Kabel (ca. 1 m lang) nun störungsfrei an ein Oszilloskop oder ein anderes Anzeigegerät angeschlossen werden kann. Wir schieben das Gehäuse-Röhrchen wieder nach links bis zur roten Meßstifthalterung.

Das Bild soll nur einen Eindruck vom Innenleben eines Tastkopfes vermitteln, und verhilft uns sonst zu keinem weiteren Lerneffekt. Indes bekommen wir die Schaltung solcher Tastköpfe noch zu Gesicht, weil es dazu ein paar Fragen im Katalog der BNetzA gibt.

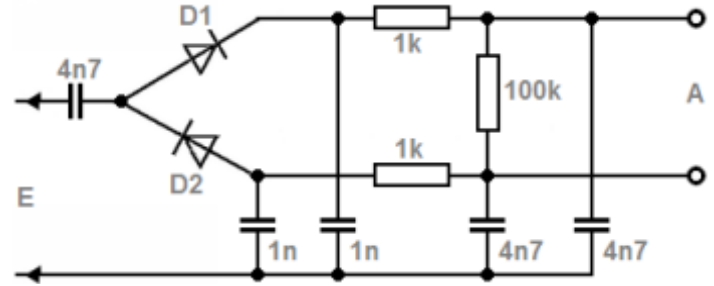
Die Meßspannung wird an ein Anzeigegerät weitergegeben.



## Schaltung eines HF-Tastkopfes.

Links sehen wir den Taststift der über einen Kondensator mit 4,7nF weiterführt.

Die Schottky-Dioden D1 und D2 wurden gewählt, weil ihre Schwellspannung nur 0,23 V beträgt. Das macht sie für die schnellen hochfrequenten Schwingungen besonders geeignet, denn sobald die 0,2 V erreicht sind, "arbeiten" sie ja schon. Sie können den schnellen Schwingungen besser folgen als andere Dioden.



Die 1nF-Kondensatoren laden die gleichgerichtete Spannung beider Halbwellen auf die Spitzenspannung der HF auf. Diese Schaltungsvariante ist eine Spannungsverdoppler-Schaltung.

Über Entkopplungswiderstände (je 1kOhm) gelangt diese Gleichspannung an einen Entladewiderstand von 100 kOhm, und über 4,7 nF- Siebkondensatoren an das abgeschirmte Kabel, um den Tastkopf an ein Oszilloskop o.ä. anschließen zu können.

Die Aufgaben aus dem Katalog lauten z.B. dazu:

**Was stellt diese Schaltung dar ?**

Und wir wissen schon die Antwort: **HF-Tastkopf.**

Eine weitere Frage dazu:

**Wozu dient diese Schaltung ? Sie dient**

Hier ist die richtige Antwort: **zum Abgleich von HF-Schaltungen.**

Das war nun eine unserer leichtesten Übungen. Es war aber nur der Auftakt zu dann folgenden kniffligeren Fragen.

Wenn man **Leistungen, im Watt- Bereich** mißt, bedarf es außer dieser hochempfindlichen Schaltung evtl. weiterer Tricks, denn das Signal ist nun schon so groß, daß man sie vorher herabsetzen (dämpfen) muß, um die Meßdiode nicht zu zerstören.

Wenden wir uns vorerst dieser schönen Frage zu:

**TJ832** Mit der folgenden Schaltung soll die Ausgangsleistung eines 2-m-Handfunkgerätes gemessen werden. D1 und D2 sind Schottkydioden mit  $U_F = 0,23 \text{ V}$ . Am Ausgang A wird mit einem Digitalvoltmeter eine Gleichspannung von  $15,3 \text{ V}$  gemessen. Wie groß ist die HF-Leistung am Eingang E der Schaltung?

Richtige Antwort: Zirka 600 mW.

Gegeben ist die Spannung am Ausgang A mit  $15,3 \text{ Volt}$ .  
Und die Eingangsleistung ist gefragt

Die Eingangswiderstände  $56 + 470 \Omega$  haben zusammen  $50,03 \text{ Ohm}$ .

Wir rechnen:

$$\begin{aligned} 1 / R_1 \quad 1 / 56 \Omega &= 0,017857142 \text{ A} \\ + 1 / R_2 \quad 1 / 470 \Omega &= 0,002127659 \text{ A} \\ = \text{Gesamt-Leitwert} &= 0,019984802 \text{ A} \end{aligned}$$

Gesamt-Widerstand der Parallelschaltung:

$$1 / \text{Ges.-Leitwert} = 1 / 0,019984802 \text{ A} = 50,03 = \text{ca. } 50 \text{ Ohm}$$

(Mit diesen 50 Ohm rechnen wir weiter)

$$\begin{aligned} \text{Am Meßpunkt am Eingang E stehen} &= 15,3 \text{ V.} \\ \text{Sie sind erhöht durch die Schwellspannung } 0,23 \text{ V einer Diode} &= 15,53 \text{ V.} \end{aligned}$$

Wegen der Spannungsverdoppler-Schaltung

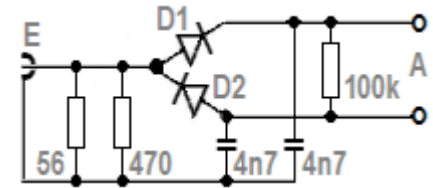
$$\text{ist es hier aber nur die Hälfte:} = 7,765 \text{ V.}$$

Der Effektivwert dieser Spannung ist

$$U_{\text{eff}} = 7,765 \text{ V} \cdot 0,707 = 5,489 \text{ V.}$$

Damit wird die Leistung:

$$P = U^2 / R : \quad U^2 = 30,14 \div 50 \Omega = 0,602 \text{ Watt}$$



Das war doch schon mal 'ne ganz schöne Menge Holz - oder ?

Und hier gleich noch'n Gedicht:

**TJ830** Dem Eingang der folgenden Meßschaltung wird eine HF-Leistung von 1 Watt zugeführt. D ist eine Schottky- Diode mit  $U_F = 0,23V$ . Welche Spannung  $U_A$  ist am Ausgang A zu erwarten, wenn die Messung mit einem hochohmigen Voltmeter erfolgt ?

Richtige Antwort: 4,8 V.

Die Widerstände haben zusammen ca. 50 Ohm.

Nach der Formel  $U = \sqrt{P \cdot R}$  erreicht man = 7,07 V.

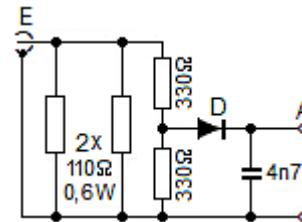
vor dem Spannungsteiler.

Der Spannungsteiler (2 • 330 Ohm) halbiert diese Spannung: = 3,53553 V.

Die Diodenschwellspannung reduziert um 0,23V: = 3,3055 V.

Der Kondensator und die Diode liefern die Spitzenspannung:

$U_s = U_{eff} \cdot \sqrt{2} = 3,3055 \cdot 1,414 = 4,7 V.$



Es nützt wohl nichts: Das wird man wieder und wieder mit dem Taschenrechner durchspielen müssen.

Angegeben habe ich diese beiden Aufgaben nur um ein Bild darüber zu vermitteln, was die etwa 4 bis 5 "haarigsten" Aufgaben des gesamten Prüfungsstoffes dem **armen** Prüfling zumuten.

Wie gesagt: Man muß sich da wohl durchbeißen!

Es gilt zwar massenweise Rechenkünste zu zelebrieren, aber in der Regel sind sie so einfach, so Bla-Bla, daß man zu weinen beginnt. Denn sie dienen vorwiegend der Verarsc . . . - na, ihr wißt schon.

Man kommt nicht um das komische Gefühl herum, daß die Initiatoren des Prüfungsstoffes es darauf anlegten, den Absolventen auf's Kreuz zu legen, indem er möglicherweise Unachtbarkeits-Fehler macht.

**Kleine HF-Spannungen** sind durch äußere Störungen noch leicht beeinflussbar.

Wo es darum geht, kleine Leistungen zu messen, wie zum Beispiel bei Empfangsgeräten, Oszillatoren, Kleinleistungs-Senderstufen und ähnlichem, werden den eigentlichen Meßgeräten deshalb solche Tastköpfe oder ähnliche Einrichtungen vorgeschaltet.

Größere Leistungen entstammen in der Regel nicht empfindlichen Vorstufen, sondern zumindest sind es schon Treiberstufen in Sendern - oder die Endstufen selbst. Hier kehrt sich hinsichtlich der Meßmöglichkeiten die Problematik völlig um.

Jetzt sind die Eingänge der Meßgeräte gefährdet. Eingänge von Oszilloskopen oder Röhrenvoltmetern, sowie Multimetern u.ä. sind mit empfindlichen Kondensator-/Widerstandsnetzwerken ausgestattet. Die einen dienen der Anpassung an verschiedene Frequenzbereiche, wie beim Oszilloskop, die anderen ermöglichen eine Bereichsumschaltung.

Die Anpassung an verschiedene Frequenzbereiche erfordert Kondensatoren mit Werten, die immer kleiner werden, je höher die Frequenz wird. In den Widerstandsnetzwerken sind nur noch Bauteile brauchbar, die möglichst wenig Induktivität aufweisen. Gewendelte Widerstände sind dort fehl am Platze.

Darüber hinaus sind die Anforderungen an die höchstmögliche Genauigkeit zu erfüllen, - handelt es sich ja um Meßgeräte -.

Die Hersteller solcher Meßgeräte gehen von der zutreffenden Annahme aus, daß der spätere Benutzer sein Meßgerät für möglichst viele Aufgaben einsetzen möchte.

Wenn aber der Hersteller **Leistungs-Meßgeräte** baut, dann sind das vorwiegend in Meßlabors eingesetzte Geräte, die dort nur für eine bestimmte Aufgabe benötigt werden. Ihre Eingangsnetzwerke verkraften ohne weiteres höhere Leistungen - aber eben **nur** höhere Leistungen !

Außerhalb der Meßlabors bedient sich der Benutzer jedoch der normalen Meßgeräte und sorgt, wie der Funkamateur, bei Leistungsmessungen für eine entsprechende Anpassung seiner bescheidenen Meßeinrichtung.

## HF-Leistungsmessung.

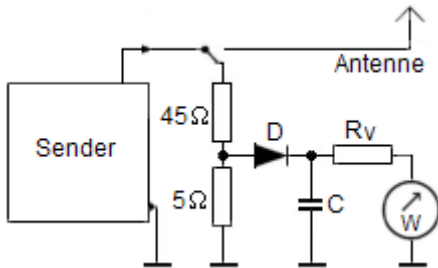
Den Funkamateurler muß natürlich die Leistung interessieren, denn sie ist ja einerseits schon behördlicherseits begrenzt. Andererseits möchte er vielleicht wissen, was seine gerade eben vorgenommene Umbaumaßnahme an Vorteil mit sich bringt. So werden bei der Prüfung auch dazu Fragen gestellt, wie:

**Was stellt diese Schaltung dar ?**

Antwort: **Meßkopf zur HF-Leistungsmessung.**

Auch, daß man für größere Leistungen ein Leistungs-Dämpfungsglied davorschalten muß, ist Gegenstand einer solchen Frage.

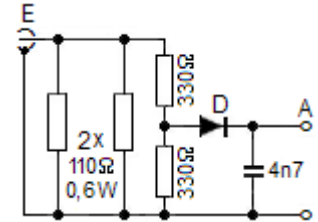
Dem Wunsch der zeitweisen oder ständigen Feststellbarkeit seiner Senderausgangsleistung folgend, hat sich der Funkamateurler etwa untenstehend abgebildete Einrichtung gebaut.



Er kann so den Senderausgang wahlweise auf eine Dummy-Load (Senderabschluß-Widerstand) oder auf seine Sendeantenne umschalten um sporadisch seine Leistung überprüfen zu können. Ein anderer koppelt solch eine Einrichtung über einen Koppelkondensator fest an den Ausgang der Endstufe an, und ist ständig über die Ausgangsleistung informiert. Natürlich sind diese Geräte vorher vergleichend geeicht worden, soweit man dazu in der Lage war.

Der 9 zu 1 aufteilende Widerstand hat im vorliegenden Fall eine Belastbarkeit, die der höchsten Sendeleistung entspricht. Der Meßeinrichtung wird ca. 1/10 der Gesamtleistung zugeführt. Der Widerstandswert ist dem Gesamtsystem (Sender - Kabel - Antenne) impedanzrichtig angepaßt. Im gezeigten Fall, ein 50-Ohm-System. Das Ganze ist in ein HF-festes Gehäuse eingebaut, sodaß keine Strahlung nach außen dringt.

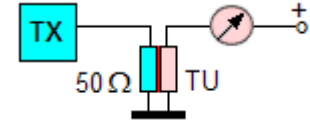
Bei Bandwechsel, wo bei älteren Sendern zunächst noch die einzelnen Stufen nachgestimmt werden mußten, war und ist eine solche Einrichtung hilfreich.





## Thermo-Umformer- Leistungsmessung.

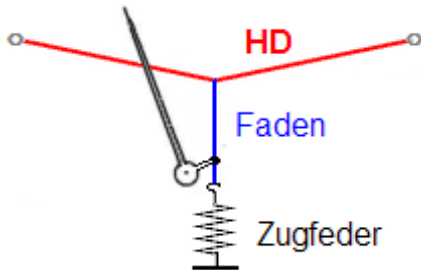
Eine von vielen Möglichkeiten der Leistungsmessung, ist die indirekte Messung über einen sog. Thermoformer. Das ist ein Widerstand, dessen Wert sehr wärmeabhängig ist. Die Änderung des Widerstandswertes ist dann ein Maß für die gemessene Leistung.



Der Abschlußwiderstand **50 Ω** nimmt die Senderleistung auf, und setzt die Energie in Wärme um. Der Thermoformer **TU** ist in Wärmekontakt mit ihm, und erwärmt sich ebenfalls. Eine von außen zugeführte Spannung **+** läßt einen mehr oder weniger großen Strom durch den Thermo-Umformer-Stromkreis fließen.

Das Verfahren hat den Nachteil, daß es eine gewisse Zeit erfordert, bis die endgültige Wärme des **TU** erreicht ist. Es wird deshalb vorwiegend in Labors eingesetzt, wo große Genauigkeit der Messung gewünscht wird.

Außer den bisher angesprochenen Meßverfahren gibt es noch eine ganze Reihe anderer, die sich die unterschiedlichsten physikalischen, sowie die Eigenschaften der Veränderung von Bauelementen zunutze machen.



Wie beispielsweise das Hitzedraht-Instrument, dessen Prinzip man hier sieht. Der Hitzedraht **HD** wird vom Meßstrom durchflossen und dehnt sich infolgedessen aus. Mittels Federkraft zieht ihn ein Faden **F** stramm, und bewegt so den auf einer Achse gelagerten Zeiger vor einer in Effektivwerten geeichten Skala.

Solche Instrumente sind als Antennenstrom-Messer noch in einigen Sendeanlagen anzutreffen, jedoch kaum bei Funkamateuren.

Einen gewissen Bekanntheitsgrad genießen darüber hinaus Thermokreuz-Meßeinrichtungen, deren Funktion darin besteht, daß sich eine Spannung an der Verbindungsstelle zweier unterschiedlicher Leiter (z.B. Kupfer und Konstantan) ausbildet, wenn sie erhitzt werden. Das geht so etwa, wie bei Bi-Metall-Schaltern.

# Das Dezi Bel.

Einer Leistungsverstärkung von 40 entsprechen  
Antwort: 16 dB

$$dB = \text{Leistungsverhältnis} \cdot \log \cdot 10$$

Leistungsverhältnis  $P_{\text{EIN}} / P_{\text{AUS}}$  in Watt

## Leistungsverhältnisse :

1 dB = 1,259- fache Leistungsverstärkung  
2 dB = 1,585- fache Leistungsverstärkung  
3 dB = 2- fache Leistungsverstärkung  
4 dB = 2,51- fache Leistungsverstärkung  
5 dB = 3,16- fache Leistungsverstärkung  
6 dB = 4- fache, (6-dB = eine S-Stufe)  
9 dB = 8- fache Leistungsverstärkung

10 dB = 10- fache Leistungsverstärkung  
20 dB = 100- fache Leistungsverstärkung  
30 dB = 1000- fache Leistungsverstärkung  
40 dB = 10 000- fache Leistungsverstärkung  
50 dB = 100 000- fache Leistungsverstärkung  
60 dB = 1000 000- fache Leistungsverstärkung  
70 dB = 10 000 000- fache Leistungsverstärkung

Diese Taste [ $10^x$ ] des Taschenrechners ist die für den dekadischen, den **Logarithmus zur Basis 10**. Hier ist die Zweitfunktion die Umkehr der Grundfunktion: Eine Zahl ist momentan auf dem Display, der Rechner nennt sie X, wird mit **SHIFT** und [ $10^x$ ] (zehn hoch X) wieder zurückgewandelt. Aus den 1,602 wird wieder 40-fache Leistung.

Dezi-Bel kann man auch einfach zusammenzählen:

Angenommen es sei 14 dB : 10 dB ist = 10-fach

+ 3 dB = verdoppelt das auf = 20-fach,

und das multipliziert mit 1,259 (1 dB) = 25,18-fach.

<b>Taschenrechner:</b>	>	<b>Eingabe</b>	=	<b>Ausgabe</b>
Leistungsverh.	>	<b>40 (faches )</b>	=	<b>40</b>
	>	<b>[log] drücken ,</b>	=	<b>1,602059991</b>
dB (multiplizieren)	>	<b>• 10</b>	=	<b>16,02059991 dB</b>

**Fotometrische Leistungsmesser** sind heute wohl nur noch wenig in Gebrauch, und sollen hier auch nur Erwähnung finden, ohne näher auf sie einzugehen. Nur soviel:

Sie beruhen auf dem Prinzip, daß die Leistung zur Licht-Erzeugung ausgenutzt wird.

Dessen Messung wird über fotometrische Einrichtungen, wie Fotodioden o.ä. als Maß für die Leistung herangezogen.

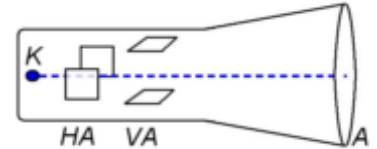
Mit der Vorstellung dieser diversen Möglichkeiten wollen wir es zunächst einmal bewenden lassen, um uns nun einigen speziellen Geräten zuzuwenden, die auch in Prüfungsfragen ihren Platz haben.



Ein öfter in den Fragen auftauchendes, analog anzeigendes Meßgerät ist das

## Oszilloskop.

Das Anzeige-Gerät, das die Formen des Eingangssignals originalgetreu wiedergeben kann.



Die Braunsche Röhre ist uns bekannt als Bildröhre unseres älteren Fernsehgerätes.

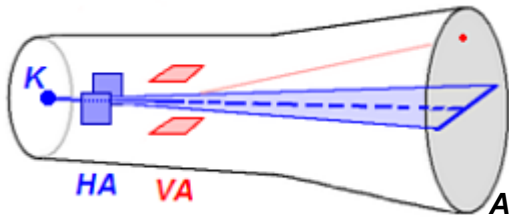
Aus der Kathode **K**, am hinteren Ende der Röhre, wird ein Elektronenstrahl in Richtung Anode "abgeschossen". Die Anode **A** ist die vordere sichtbare Fläche der Röhre.

Innerhalb des Glaskolbens ist diese Fläche mit einer fluoreszierenden (nachleuchtenden) Metallschicht hauchdünn bedampft. Die Anode ist an eine sehr hohe Spannung angelegt, sodaß der Elektronenstrahl auf geradem Weg zur Mitte der Anode fliegt.

Das Bild, das sich uns bietet ist ernüchternd: In der Mitte des Bildschirms sieht man lediglich einen hell leuchtenden Punkt.

Wir bauen auf halbem Wege links und rechts des Strahls deshalb je eine Ablenkplatte **HA** in die Röhre hinein. Man kann den Strahl zu einer der Platten ablenken, indem man ihr eine höhere Spannung zuführt, als ihrer Partnerplatte.

Die Elektronen des Strahls bemerken das, möchten zur positiven Spannung, und nur die noch viel höhere Anodenspannung läßt sie weiter zur **Anode** fliegen. Doch die Irritation auf ihrem Weg hat den Strahl ein Stück aus der ursprünglichen Richtung gebracht. Der Leuchtpunkt erscheint z.B mehr links, wo die Ablenkplatte die höhere Spannung führte.



Wir machen uns nun Gedanken, wie man den Strahl sinnvoll beeinflussen kann: Und stellen uns erst einmal vor, daß man den Strahl überreden müßte, zu einem Startzeitpunkt am linken Bildrand beginnend, eine Linie quer über den gesamten Bildschirm darzustellen. Das gelingt mit einer links beginnenden sog. Sägezahnspannung, die sich im Laufe des Schreibens dieser Linie von einem Maximum der Ablenkspannung verringert, bis sie über Null Volt gehend, an der rechten Partnerplatte bis zum dortigen Maximum ansteigt. Diese Platten sind die Horizontal-Ablenkung **HA**.

Ein in das Oszilloskop eingebauter Sägezahn-Generator erfüllt diese Forderung. Die positive Spannung beginnt mit dem Maximum an der linken Platte.

In der Mitte des gezeichneten Weges wird sie zu Null, um dann das Vorzeichen zu ändern und dann der rechten Platte eine bis zum Maximum ansteigende positive Spannung zuzuführen.



Die steile Rücklauf-Linie wird dazu verwendet, den Kathodenstrahl mit einem Austastimpuls kurzzeitig zu unterbrechen. Der sich ständig wiederholende Vorgang zaubert eine horizontale Linie auf den Bildschirm. Soweit ist alles noch sehr ähnlich wie beim Fernseher.

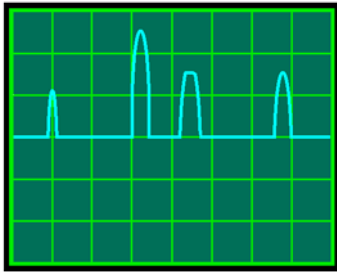
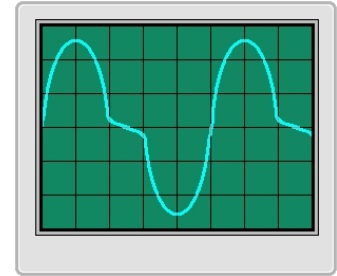
Die Geschwindigkeit mit der diese Linie von links nach rechts eilt, ist einstellbar, indem die Sägezahnspannung durch Einstellung von außen gedehnt werden kann. Für unser Auge ist nur eine durchgehende Linie zu erkennen. In der Fachsprache wird die horizontale Ebene die X-Ebene oder Zeitachse genannt.

Der Unterschied zum Fernsehgerät liegt in der Vertikaleinheit des Gerätes. Sie wird von einem Vertikal-Verstärker mit extremer Linearität beherrscht. Der Eingang dieses Verstärkers ist mit erheblichem Aufwand gestaltet, wenn man an die Forderung denkt, daß er Spannungen von einigen Mikrovolt bis 20 oder mehr Volt bei Frequenzen von Null bis zu etwa 100 MHz einwandfrei darstellen soll.

Das Foto auf der vorigen Seite belegt mit seinen zahlreichen Eingangsbuchsen und den unterschiedlichen Reglern, daß ein solches Gerät unglaublich vielseitig und dabei doch noch sehr genau sein kann. Das verstärkte Ausgangssignal steuert natürlich wiederum ein Plattenpaar an, die roten vertikalen Ablenkplatten **VA**.

Auf diese Weise wird der schon horizontal abgelenkte Strahl nun auch noch vertikal abgelenkt, und kann die Kurvenform eines verstärkten Eingangssignals originalgetreu auf dem Schirm abbilden.

Die Sägezahnspannung ist auch an einer Buchse, an der Vorderfront des Oszilloskops zugänglich. Auf dem Foto ist das die Buchse ganz rechts unten, unter dem Einsteller **Freq.**

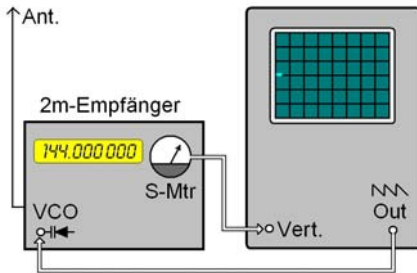


## Spektrum-Analysator.

Da unsere heutigen Empfänger von einem VCO (Voltage-Controlled-Oscillator = Spannungsgesteuerter Oszillator) auf eine gewünschte Frequenz eingerastet werden, liegt es nahe, den Empfänger-VCO fremdzusteuern, und ihm die Sägezahnspannung des Oszilloskops zuzuführen.

Wir haben dann einen Empfänger, der von einer Startfrequenz, die der Sägezahn vorgibt, bis zu einer Endfrequenz durchläuft. Synchron mit der Horizontalablenkung des Oszilloskops geschieht das also.

Der Sägezahn steuert den Empfänger so, daß die Frequenz 144,0 MHz am linken Bildschirmrand liegt. Jeder senkrechten Linie entsprechen je 250 kHz, in der Schirmmitte befinden sich 145,0 MHz und am rechten Bildrand finden wir 146,0 MHz.



Die S-Meter-Spannung steuert die Vertikal-Ablenkung des Oszilloskops, und zeigt ein Sendesignal von kleinerer Feldstärke auf 144,250 MHz, gefolgt von einem weiteren, starken Signal auf 144,800 MHz. Auf 145,100 MHz sieht man ein scheinbar übersteuertes Signal mittlerer Stärke, und schließlich ein Signal auf 145,700 MHz.

Das nebenstehende Bild kann einen Eindruck über die Funktionsweise einer solchen Einrichtung vermitteln.

Mit dem Oszilloskop lassen sich nicht nur Niederfrequenz-Signale anzeigen, sondern darüber hinaus zahlreiche qualitative (die Kurvenform betreffende), und auch quantitative (Größen betreffende) Messungen ermöglichen.

Je nach Erfordernis werden entsprechende Zusatzgeräte benötigt um zum Ziel zu kommen. Mit dem Spektrum-Analysator wurde schon eine dieser Möglichkeiten angeführt.

Das sind z.B. Frequenzmessungen unter Verwendung einer Vergleichsfrequenz aus einem Meßsender (Meßgenerator). Das sind hochpräzise Geräte, die über kleine Leistungen in einstellbaren Abstufungen, bei einstellbaren stabilen Frequenzen am Ausgang verfügen.

An den X-Eingang (Horizontalverstärker-Eingang) wird bei abgeschaltetem Sägezahn des Oszilloskops, das Signal des Meßsenders gelegt, und an den Y-Eingang das Signal des Prüflings.

Bei Gleichheit beider Frequenzen schreibt das Oszilloskop dann einen Kreis auf den Bildschirm.

Daraus ist für den Lernenden zwar keine prüfungsrelevante Erkenntnis zu gewinnen, ich wollte nur noch eine der zahlreichen Anwendungsgebiete beleuchten.

**Der Computer** indes, hat heute schon fast das Oszilloskop verdrängt. Die grafische Darstellung beliebiger Signale bereitet dem Computer schon seit langer Zeit keinerlei Probleme. Das konnten schon um 1990 einfachste DOS-Programme elegant erledigen.

Allerdings schmecken dem Computer nur digitale Signale. Signale, die ja- oder nein bedeuten, Eingeschaltet oder ausgeschaltet - ganz anders also, als es bisher hier besprochen wurde. Da war alles noch analog !

Analog ist die Kurvenform eines regelbaren Netzgerätes zum Beispiel, wenn ich seine Ausgangsspannung hinauf- und herunterregle und das angeschlossene Meßgerät folgt dieser Änderung getreulich. Analog der Ausgangsspannung zeigt das Meßgerät dann den momentanen richtigen Wert dieser Spannung an.

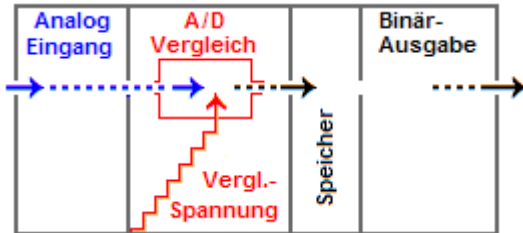
Das Futter für den Computer, und inzwischen auch anderer digitaler Meß- und Zähleinrichtungen muß erst für den Alleskönner aufbereitet werden.

# Digitales Messen - Analog-Digital-Wandler.

Man füttert den A/D-Wandler natürlich mit dem analogen Signal, sagen wir mal mit 3 Volt. Der Wandler ist dumm, er weiß nicht, was da am Eingang los ist, aber er stellt stufenweise eine Spannung zur Verfügung, die er aus seiner Betriebsspannung gewinnt. Er beginnt mit seiner niedrigsten Möglichkeit und stellt z.B.  $1\mu\text{V}$  zur Diskussion, um das mit der Eingangsspannung zu vergleichen. Sind beide Spannungen gleich ? Antwort NEIN ! - (hier geht's schon los mit dem Ja / Nein!)

Nun gut - dann nächster Versuch:  $2\mu\text{V}$  - auch noch nicht ! - Dann weiter und weiter - bis der Wandler bei 3 Volt in einer Art Brückenschaltung Gleichheit feststellt. In dieser Situation erfolgt im Wandler ein Schaltvorgang, der digitale Wert wird als Binärzahl (eine Art Ja/Nein-Zahl) in einen Wandler-internen Speicher geschrieben, um ihn am Wandlerausgang verfügbar zu machen.

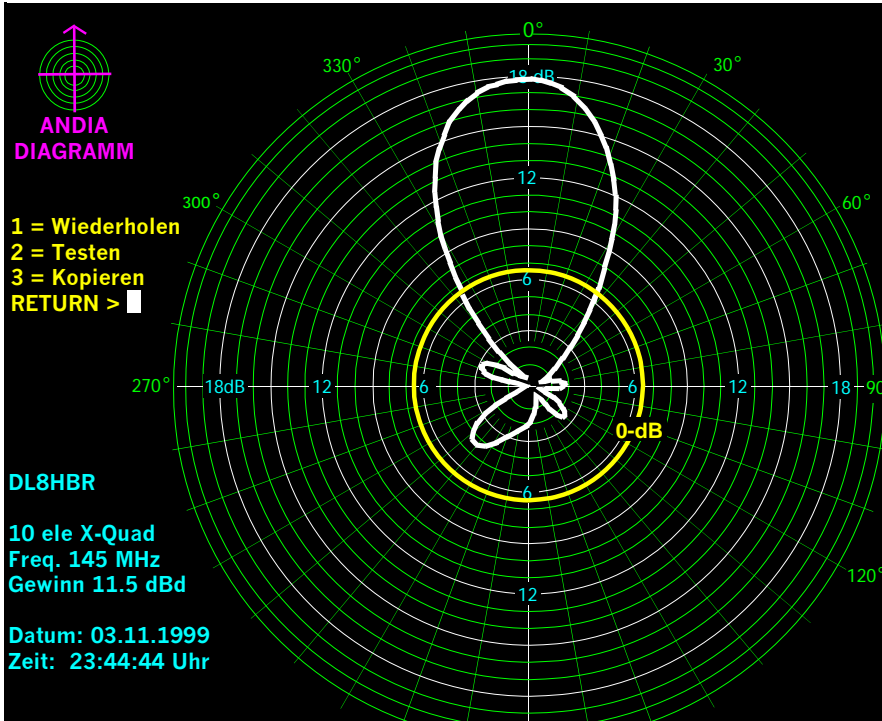
Dieser Vergleichsvorgang wiederholt sich ständig in einer unvorstellbaren Geschwindigkeit. So werden auch schnellste Änderungen des Eingangssignals nahezu zeitgleich im A/D-Wandler zu Binärzahlen gewandelt, die das Futter für das Programm im Computer sind.



Hier der Versuch, die Funktionen des A/D-Wandlers grafisch zu veranschaulichen.

Das Computerprogramm legt erst einmal fest, was als Grundgerüst auf dem Bildschirm dargestellt werden soll. Das könnte z.B. ein Oszilloskop-Bildschirm sein, aber natürlich auch eine Diagramm-Darstellung.

Ich selbst hatte mal den Wunsch, mit meinen bescheidenen Mitteln Antennendiagramme aufzeichnen zu wollen. Das versetzt mich in die Lage furchtbar schlaue Bemerkungen darüber vom Stapel zu lassen.



## Antennen-Diagramm mit A/D-Wandler und PC.

Das Grundgerüst, nämlich das Polarkoordinaten-Diagramm, bestehend aus den grünen Kreisen, ist sehr einfach zu programmieren. Da der Bildschirm im EGA-Format aus 640 horizontalen und 480 vertikalen Bildpunkten aufgebaut ist, konnte man dem Programm befehlen: Merke dir den dreihundertfünfzigsten horizontalen, und den 280. Bildpunkt (Pixelpunkt) vertikal als Bezugspunkt.

Um diesen Punkt herum zeichnest du dummes Luder, grüne Kreise im Abstand von ich-weiß-nicht-mehr wieviel Pixelpunkten.

Das tut der dann auch, wie der dusselige Jonny, dem sie immer sagten: „Spring’ mal in die Elbe“. So einem Rechenknecht kannst Du alles sagen, - der frißt das alles geduldig. Mit ein paar weiteren Klimmzügen in Form von Programmbefehlen, steht beim Programmstart das leere Polarkoordinatendiagramm auf dem Schirm.

In den Analog-Digital-Wandler wurde jetzt das Signal der S-Meter-Spannung meines Empfängers eingespeist. Die sich drehende Empfangsantenne empfing das Signal eines ortsfesten Testsenders. Das Programm wird - nachdem das leere Polarkoordinatendiagramm auf dem Schirm steht - zunächst gestoppt . . . .



Mit dem Start der Antennendrehung startet nun das Computerprogramm nach dem Zwischenstop erneut, um die Daten aus dem A/D-Wandler, die dem PC über den COM-Port mitgeteilt wurden zu verarbeiten.

Prg-Befehl: Entsprechend der Stärke des S-Metersignals malst du nun bitte vom Bezugspunkt entfernt einen weißen Punkt. Fange damit im Norden an, und zeichne rechtsdrehend pro zehntel Grad je einen Punkt. Sagt ihm das Programm.

Man sollte es nicht glauben: Der tut das - und das sieht dann aus wie das, was im Bild sichtbar ist: Das Horizontaldiagramm einer Empfangsantenne, zusammengesetzt aus 3600 Punkten, die zur Diagrammlinie mutiert sind.

Der Computer, die alphanumerischen Digitalanzeigen des Taschenrechners, der Mobiltelefone, der Frequenzzähler und anderer Anzeige-Geräte besetzen heutzutage weitgehend das Terrain. Schauen wir mal den Frequenzzähler an.

## Frequenzzähler.

Angeboten wird ihm das analoge Hochfrequenz-Signal eines beliebigen Senders, oder einer anderen HF-erzeugenden Quelle.

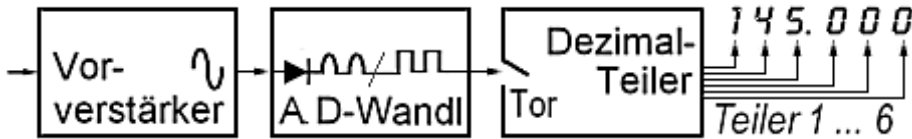
Nachdem das Signal, wenn nötig zuerst einen Vorverstärker passiert hat, wird auch dieses zum digitalen Signal umgewandelt. Man braucht dazu nur eine Diode, welche die negativen Halbwellen "abschneidet" . Die verbleibenden positiven Halbwellen steuern einen IC (Integrated Circuit = Schaltkreis) an, der ab einer bestimmten Eingangsspannung einer positiven Halbwelle der HF-Spannung durchschaltet. Unterhalb dieser Schwelle liefert er "nein".

Dieses Ja/Nein-Signal wird durch eine Tür geschickt. Das Tor bleibt - sagen wir mal, für eine Sekunde geöffnet. Währenddessen sind soviele Hertz pro Sekunde eingetroffen, wie der Zähler uns anzeigen soll.

Mit einer Kette von Teilern, die das Signal wieder und wieder durch zehn teilen, bekommt man am Ausgang eines jeden Teilers, einen dezimalen Wert von 1 bis 10 als Binärzahl geliefert, wobei statt der 10 die 0 angezeigt wird, weil der Teiler wieder von vorne zu zählen beginnt.

Er hat an seinen 4 Binärausgängen nacheinander die Binärzahlen für die Darstellung von 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 0 verfügbar, und die Zahl, die er für das Ergebnis braucht, legt er in einen Zwischenspeicher.

Von dort übernimmt ihn ein BCD zu 7-Segment Wandler - (auch ein IC), und macht das Ergebnis auf dem Display sichtbar.



Der erste der erwähnten Zähler gibt die 1 aus. Der zweite die 4, und so geht es munter weiter. Ich habe hier der Einfachheit halber nur sechs der möglichen Teiler und Anzeigen zeichnerisch erfaßt. Genauer aufgedröselst geht das so:

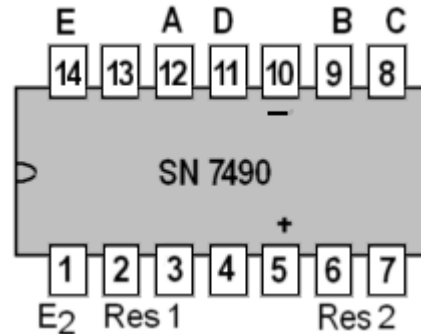
Der Dezimalteiler SN-7490, von dem 8 Exemplare in meinem Eigenbau-Frequenzzähler hintereinander geschaltet sind. Immer, wenn der 7490 bis 10 gezählt hat, gibt er einen Zählimpuls an den nächsten übergeordneten Teiler weiter, und stellt diesen jedesmal um einen Wert, also um 1 höher.

Der erste niederwertigste Teiler, manche nennen ihn Zählerbaustein, bekommt durch das Tor am Eingang E (Pin 14) eine Sekunde lang 145 Millionen Hertz zu fressen.

An seinen BCD-Ausgängen 8, 9, 11 und 12 wirkt sich das so aus:

Ziffer	Ausgang				Ziffer	Ausgang			
	D	C	B	A		D	C	B	A
0	L	L	L	L	10	H	L	H	L
1	L	L	L	H	11	H	L	H	H
2	L	L	H	L	12	H	H	L	L
3	L	L	H	H	13	H	H	L	H
4	L	H	L	L	14	H	H	H	L
5	L	H	L	H	15	H	H	H	H
6	L	H	H	L					
7	L	H	H	H					
8	H	L	L	L					
9	H	L	L	H					

(L = Low, H = High)



Sowie die Ausgänge B und D High sind, bekommt der nächst höhere Teiler einen Impuls, er wird auf eins gestellt und wenn der erste Teiler wieder bis 10 gezählt hat, geht der nächste Impuls an den übergeordneten Teiler, er hat dann bis 2 gezählt und so weiter. Die oben angezeigte "Wahrheitstabelle" zeigt dem aufmerksamen Studiosus, daß sich das Binärsystem von dem uns bekannten Dezimalsystem wie folgt unterscheidet: Aber das folgt auf der nächsten Seite . . . .

## Binärsystem zum uns bekannten Dezimalsystem - Der Unterschied:

Im Dezimalsystem erhöht sich die Wertigkeit der einzelnen Stellen von hinten gesehen immer um das Zehnfache, während sich die Wertigkeit im Binärsystem jeweils verdoppelt.

Dezimal:	Zehntausender	Tausender	Hunderter	Zehner	Einer
Binär:	16	8	4	2	1

Die Darstellungsweise der einzelnen Stellen des Binärsystems ist im englischen LOW und HIGH, das entspricht im deutschen 0 und 1. HIGH oder 1 heißt, der Ausgang führt Spannung. Bei LOW oder 0 also keine Spannung.

Die stillschweigende Annahme war, daß das Tor eine Sekunde offen ist. Dann fließen in den Frequenzzähler nach unserem Beispiel 145 000 000 Hertz hinein, und diese können auf ein Hertz genau auch angezeigt werden. Das kann er aber nur, wenn die Ausgabe-Einheit auch über 9 Teiler und 9 Stück Sieben-Segment-Anzeigen verfügt.

Die käuflichen Frequenzzähler haben indes weniger Ausgabe-Einheiten. Sie begnügen sich deshalb mit einer Auflösung von 10 Hertz. Ihre Torzeit ist dann 1/10 Sekunde. Das Display zeigt dann anstatt der Frequenz 145.001 370 MHz, auf dem Display = 145.001 37 an. Denn es verfügt über nur acht, anstatt der 9 Anzeigeeinheiten.

Wenn ich die Torzeit an einem Torzeitschalter des Frequenzzählers auf eine Sekunde erhöhe, dann "rutscht" die gesamte Anzeige um eine Stelle nach links:



Meine 1, von den 145 MHz ist außerhalb des Displays geschoben, ich muß sie mir dazudenken. Aber ich bin ja fix schlau, und kann das. Der Vorteil aber ist, daß die Auflösung jetzt auf 1 Hertz genau ist, denn die letzten Stellen zeigen nun 370 Hertz an. (Die obere Anzeige entspricht einer der Prüfungsfragen).

## Binär und Hexadezimal.

Damit müssen wir uns befassen, auch weil es der Prüfungsstoff so möchte. Weil aber unsere digitale Welt mit diesen Stellensystemen verbunden ist, kann es sowieso nicht schaden, darüber ein wenig nachzudenken.

Das Binärsystem wurde schon kurz angerissen. Wir wissen also schon, daß sich die Wertigkeit jeder einzelnen Stelle jeweils verdoppelt. Im deutschen Sprachraum wird die Ziffer 1 verwendet, um auszudrücken: Ja, an dieser Stelle ist eingeschaltet - Spannung vorhanden.

1
+4
+8
+64
+256
+1024
<u>+2048</u>
=3405

Für: Nein, ausgeschaltet, keine Spannung, steht bei uns Deutschen die 0 (Null).  
Sehe ich nun eine Binärzahl, wie

**1 1 0 1 0 1 0 0 1 1 0 1**

dann weiß ich, die niederwertigste Stelle, ganz rechts ist eingeschaltet, und schreibe in mein Restgehirn diese 1.

Davor steht eine Null, die 2 bedeuten würde, sie ist aber ausgeschaltet. Die dritte und vierte Stelle von rechts sind eingeschaltet, und ihre Wertigkeiten 4 und 8 werden auch aufgeschrieben:

Die nächste eingeschaltete Stelle ist 64 wert:

Eingeschaltet sind noch die 256, die 1024 und die 2048.

Das alles schreiben wir dazu und dann geht es an das Zusammenzählen. Mein Taschenrechner meint: 3405, der kann das, er rechnet ja auch mit diesem System.

Das hat man eigentlich schnell 'drauf', wenn man sich ein wenig damit befaßt.

## Hexadezimal, das System zur Basis 16.

Wer sich den Teilerbaustein 7490 nochmal anschaut, und dann auch noch anfängt zu denken - dem könnte auffallen, daß der 4-Bit-Baustein ja eigentlich bis 16 zählen können müßte. Das kann er auch - er wird nur gewaltsam daran gehindert, wenn er als Teiler durch 10 verwendet werden soll, weil der Reset-Eingang für Dezimal-Rückstellung benutzt wurde.

Er zählt nacheinander: 0,1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E, F und springt beim 16. Impuls auf Null, - nein das tut er eben nicht, sondern er zählt weiter:

10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 1A, 1B, 1C, 1D, 1E, 1F - dann 20, 21... - wenn der Reset-Eingang geändert wurde.

Um das aber auch anzeigen zu können, bedarf es allerdings mindestens mehrerer 4-Bit-Bausteine.

Es wäre denkbar, eine Mehrzahl solcher 7490-Zähler zu einer Kette hintereinanderschalten - wie bei dem Frequenzzähler wäre das.

Nur müsste er durch schaltungstechnische Maßnahmen zum vollwertigen 4-Bit-Zähler gemacht werden. - Was durch Wechseln des Reset-Eingangs übrigens kein Problem ist.

Schauen wir uns doch mal die Wahrheitstabelle des Hexadezimalsystems an:

Dez	Hex	Dez	Hex	Dez	Hex	Dez	Hex	Dez	Hex	Dez	Hex
0	0	16	10	32	20	48	30	64	40	80	50
1	1	17	11	33	21	49	31	65	41	81	51
2	2	18	12	34	22	50	32	66	42	82	52
3	3	19	13	35	23	51	33	67	43	83	53
4	4	20	14	36	24	52	34	68	44	84	54
5	5	21	15	37	25	53	35	69	45	85	55
6	6	22	16	38	26	54	36	70	46	86	56
7	7	23	17	39	27	55	37	71	47	87	57
8	8	24	18	40	28	56	38	72	48	88	58
9	9	25	19	41	29	57	39	73	49	89	59
10	A	26	1A	42	2A	58	3A	74	4A	90	5A
11	B	27	1B	43	2B	59	3B	75	4B	91	5B
12	C	28	1C	44	2C	60	3C	76	4C	92	5C
13	D	29	1D	45	2D	61	3D	77	4D	93	5D
14	E	30	1E	46	2E	62	3E	78	4E	94	5E
15	F	31	1F	47	2F	63	3F	79	4F	95	5F

Man kann es aber auch ausrechnen:  
**1Ah** (Das **h** bedeutet einfach Hex.).  
 Die rechte Stelle kann die Wertigkeit  
 1 - 15 haben, die linke ist 16-fach....

$$\begin{aligned} \mathbf{1Ah} : \quad & \mathbf{1} = 1 \text{ mal } 16 = 16 \\ & \mathbf{A} = \text{plus } 10 = 26 \end{aligned}$$

Oder nehmen wir **48h** :

$$\begin{aligned} & \mathbf{4} = 4 \text{ mal } 16 = 64 \\ \text{plus } & \mathbf{8} \text{ Summe} = 72 \end{aligned}$$

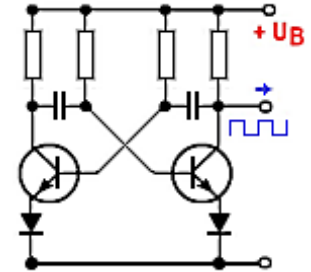
Das war wieder die Beantwortung  
 zweier Fragen aus den Prüfungen.

# Digitale Schaltungen.

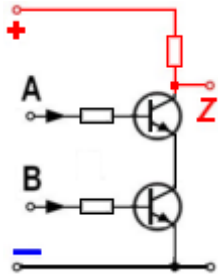
Wie der Name schon sagt, verarbeiten sie digitale Ja-Nein-Signale. - Rechteck-Signale.

Für die Erzeugung von Rechteck-Signalen gibt es mehrere Möglichkeiten. Eine davon ist der sogenannte Multivibrator. Durch Rückkopplung wird abwechselnd der eine, von dem anderen Transistor umgeschaltet. Diese Schaltungsart dürfte heute wohl kaum noch angewendet werden. Moderne Rechteckgeneratoren arbeiten zumeist mit Quarzgesteuerten IC's, die billiger sind, und viel frequenzstabiler.

Solche Generatoren benötigen am Eingang nur den erwähnten Quarz, (wenn er nicht schon im IC enthalten ist). Und am Ausgang kommt schon das gewünschte Rechtecksignal heraus. Es ist zu einfach um das noch weiter großartig zu beschreiben.



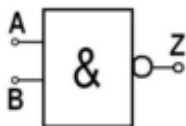
## Verarbeitung digitaler Signale.



Einige Fragen behandeln Schaltungen, die man kennen sollte. Da gibt es die NAND-Gatter. Sie haben am Ausgang **NOT** Spannung, wenn die Eingänge A **AND** B Spannung führen. Zu deutsch ist das ein Nicht-Und Gatter.

Der gezeichnete Zustand zeigt die beiden Transistoren in Reihenschaltung. Die Eingänge A und B sind ohne Spannung. Die Transistoren sind hochohmig. Man könnte sie sich ebensogut wegdenken, so hochohmig sind sie. Die Folge ist, daß am Ausgang **Z** die volle Betriebsspannung + ist.

Der Ausgang **Z** hat erst dann keine Spannung mehr, wenn beide Eingänge **A UND B** High sind (Spannung führen). Denn dann sind beide Transistoren so niederohmig wie ein Kurzschluß. Über diesen Kurzschluß wird an den Ausgang **Z** dadurch das Nullpotential angelegt.



In den Schaltbildern hat man sich das Leben leichter gemacht, und zeichnet nur noch das Blockschaltbild eines NAND-Gatters, wie man es links sieht. Das kaufmännische **&** Zeichen kennzeichnet **UND**, und der an dem Kästchen klebende Kreis bedeutet **NICHT**. So hat der Schaltplan-Betrachtende sofort vor Augen, wofür das gut ist, und was die Schaltung kann.

Mit diesem NAND-Gatter könnte der Zähler 7490 aus dem besprochenen Frequenzzähler zurückgesetzt werden, indem die Eingänge A und B des NAND von den Ausgängen B und D des 7490 angesteuert werden. Mit gleicher Post kann dann auch das Weiterschalten des nächsten höherwertigeren 7490 erfolgen.

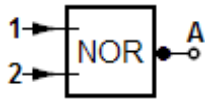
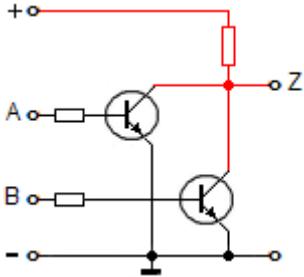
## NOR = NICHTODER-Gatter.

Eine Schaltung, die am Ausgang **nicht** Spannung führt, wenn entweder Eingang A **oder** B, oder beide Eingänge HIGH sind.

Der gezeichnete Zustand zeigt die beiden Transistoren in Parallelschaltung. Die Eingänge A und B sind ohne Spannung. Die Transistoren sind hochohmig. Man könnte sie sich ebensogut wegdenken, so hochohmig sind sie. Die Folge ist, daß am Ausgang **Z** die volle Betriebsspannung **+** ist.

Der Ausgang **Z** hat erst dann keine Spannung mehr, wenn an einem der beiden, **oder** an beiden Eingängen **A** und **B** High anliegt (Spannung). Denn dann ist der jeweilige, oder beide Transistoren so niederohmig, daß an **Z** dadurch Nullpotential anliegt. (Zustand = Kurzschluß).

Das gebräuchliche Schaltbild sagt dem Betrachter mit dem ausgangsseitig angeklebten Kreis, daß der Ausgang invertiert (umgekehrt zum Zustand am Eingang) reagiert. Ein Blick, - und er weiß, wie das Ding funktioniert.



Weitere Fragen sind etwa:

**TC707** Welches der vier im Bild dargestellten Ausgangssignale X1 bis X4 liefert ein ODER-Gatter, wenn an dessen Eingängen die Signale E1 und E2 anliegen?

Nun, ein **ODER**-Gatter ist am Ausgang HIGH, wenn entweder Eingang E1 ODER E2 oder beide Eingänge HIGH sind. Das dazu vorgegebene Schema der Ausgangszustände habe ich etwas „verschönert“, und um die blau eingefasste Takt-Anzeige erweitert.

Das rot gezeichnete Ergebnis resultiert aus der Erkenntnis:

Takt 1 = LOW (E1 + E2 ist LOW)

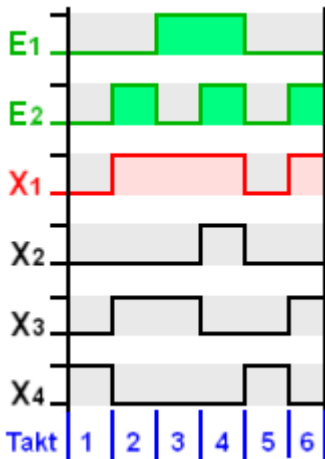
**Takt 2 = HIGH** (E2 ist HIGH)

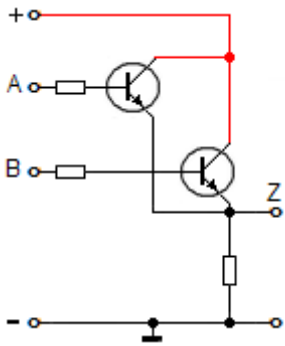
**Takt 3 = HIGH** (E1 ist HIGH)

**Takt 4 = HIGH** (E1 + E2 ist HIGH)

Takt 5 = LOW (E1 + E2 ist LOW)

**Takt 6 = HIGH** (E2 ist HIGH)





## Ein ODER-Gatter.

Die Schaltung des soeben besprochenen ODER-Gatters könnte auch etwa wie in diesem Bild aussehen. Die Transistoren werden hier in Kollektorschaltung betrieben. Invertiert wird das Ausgangssignal deshalb nicht.

Ohne Eingangssignal sind die Transistoren hochohmig, sodaß auch am Ausgang Z keine Spannung ankommt. Wird nun an einen der Eingänge (oder an beide) Spannung angelegt, dann wird / werden diese niederohmig, wie ein Kurzschluß - womit zum Ausgang die Betriebsspannung durchgereicht wird. Am Widerstand in der Emitterleitung fällt die gesamte Spannung ab.

Schauen wir uns die nächste Aufgabe an:

**TC708** Welches der vier im Bild dargestellten Ausgangssignale X1 bis X4 liefert ein EXOR-Gatter, wenn an dessen Eingängen die Signale E1 und E2 anliegen?

**EX**, - das bedeutet hier, daß exklusiv nur ein Eingang **E1 ODER E2** HIGH sein darf, damit auch der Ausgang **X** HIGH wird. Der Ausgang bleibt also LOW, wenn beide Eingänge HIGH sind.

Auch hier meine 'selbstgezimmerter' Wahrheitstabelle:

Takt 1 = LOW (E1 + E2 ist LOW)

**Takt 2 = HIGH** (E2 ist HIGH)

**Takt 3 = HIGH** (E1 ist HIGH)

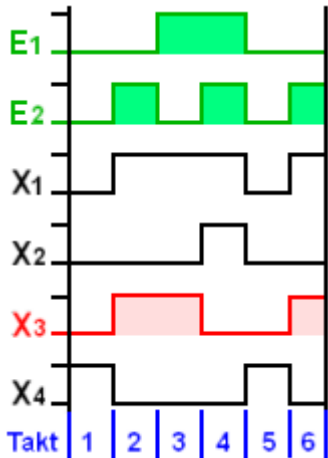
Takt 4 = LOW (E1 + E2 ist HIGH)

Takt 5 = LOW (E1 + E2 ist LOW)

**Takt 6 = HIGH** (E2 ist HIGH)

Im Text sind die HIGH-Level Takte markiert, und in Klammern die Begründung.

Dieses war der zweite derartige Streich, doch der letzte folgt auf der nächsten Seite.





Das **UND-Gatter** erfreut uns mit der Frage:

**TC709** Welches der vier im Bild dargestellten Ausgangssignale X1 bis X4 liefert ein UND-Gatter, wenn an dessen Eingängen die Signale E1 und E2 anliegen?

Beim **UND-Gatter** - der Name sagt es schon, - müssen die Eingänge E1 **UND** E2 HIGH sein, damit der Ausgang X ebenfalls HIGH wird. In allen anderen Konstellationen bleibt der Ausgang X = LOW.

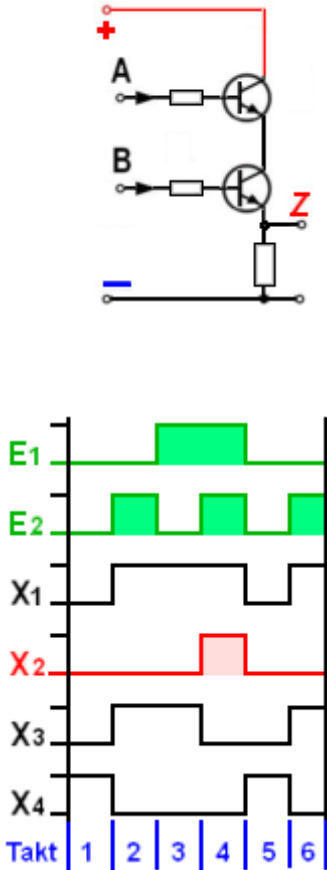
- Takt 1 = LOW (E1 + E2 ist LOW)
- Takt 2 = LOW (E1 ist LOW)
- Takt 3 = LOW (E2 ist LOW)
- Takt 4 = HIGH** (E1 + E2 ist HIGH)
- Takt 5 = LOW (E1 + E2 ist LOW)
- Takt 6 = LOW (E1 ist LOW)

Zur einfacheren Anschauung sind die einzelnen Takte unten eingezeichnet. Im Text sind die HIGH-Level Takte markiert, und in Klammern die Begründung.

Soviel zu diesem Fragenkomplex. Ich habe das in dieser Ausführlichkeit hineingenommen, weil doch schon etwas abstraktes Denken erforderlich ist. Durch die grafische Gestaltung glaube ich, es dem Leser einfacher gemacht zu haben.

In der echten Prüfung bekommt man eine Grafik zu sehen, die viel eher verwirrt. Dort ist die Grafik vollkommen mit schwarzer Farbe gedruckt, es ist natürlich dann auch nicht das Ergebnis sofort ersichtlich.

Mit dem Einsatz von ein paar Zentnern Gehirnschmalz, sollte man aber dahinterkommen.



Das **UND-Gatter** erfreut uns mit der Frage:

**TC709** Welches der vier im Bild dargestellten Ausgangssignale X1 bis X4 liefert ein UND-Gatter, wenn an dessen Eingängen die Signale E1 und E2 anliegen?

Beim **UND-Gatter** - der Name sagt es schon, - müssen die Eingänge E1 **UND** E2 HIGH sein, damit der Ausgang X ebenfalls HIGH wird. In allen anderen Konstellationen bleibt der Ausgang X = LOW.

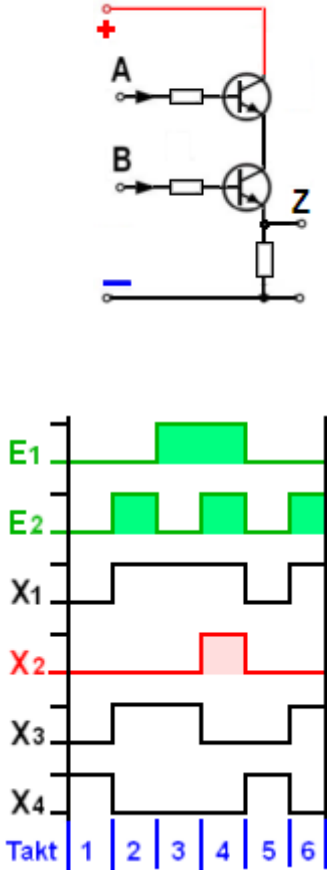
- Takt 1 = LOW (E1 + E2 ist LOW)
- Takt 2 = LOW (E1 ist LOW)
- Takt 3 = LOW (E2 ist LOW)
- Takt 4 = HIGH** (E1 + E2 ist HIGH)
- Takt 5 = LOW (E1 + E2 ist LOW)
- Takt 6 = LOW (E1 ist LOW)

Zur einfacheren Anschauung sind die einzelnen Takte unten eingezeichnet. Im Text sind die HIGH-Level Takte markiert, und in Klammern die Begründung.

Soviel zu diesem Fragenkomplex. Ich habe das in dieser Ausführlichkeit hineingenommen, weil doch schon etwas abstraktes Denken erforderlich ist. Durch die grafische Gestaltung glaube ich, es dem Leser einfacher gemacht zu haben.

In der echten Prüfung bekommt man eine Grafik zu sehen, die viel eher verwirrt. Dort ist die Grafik vollkommen mit schwarzer Farbe gedruckt, es ist natürlich dann auch nicht das Ergebnis sofort ersichtlich.

Mit dem Einsatz von ein paar Zentnern Gehirnschmalz, sollte man aber dahinterkommen.



## Digitale Betriebsarten, Telegrafie.

Die erste und älteste digitale Betriebsart war die Morsetelegrafie. Samuel Morse erfand dazu die nach ihm benannten Morsezeichen. Lange Zeit dominierte sie das Geschehen in der Geschichte des Funkverkehrs.

Das Verfahren ist denkbar einfach, aber dennoch unglaublich sicher und effektiv. Man benötigt „nur“ einen Sender, und einen Schalter, mit dem man den Sender ein- und ausschalten kann. Das Ein- und Ausschalten des Senders aber hat für den fernen Empfänger den hervorragenden Vorteil, daß entweder „alles oder nichts“ gesendet wird.

Dieser Unterschied von ganz oder garnicht, ist aber der größte Unterschied den es gibt. Und das macht sich am Empfangsort sehr positiv bemerkbar. Kleinste Sendeleistungen werden in unglaublich großer Entfernung noch einwandfrei wahrgenommen. So hat die Morsetelegrafie auch heute noch ihren berechtigten Platz im Funkverkehr.



Der primitive Schalter zum Ein- und Ausschalten des Senders hat eine rasante Weiterentwicklung erfahren. Es entstanden immer ausgereifere Morsetasten. Eine der bekanntesten ist wohl die Junkers-Taste. Mit ihr können schon sehr hohe Gebe-Geschwindigkeiten erzielt werden. Aber auch hier hat Weiterentwicklung stattgefunden. Mit dem Erscheinen digitaler Schaltkreise wurden elektronische Tasten etabliert. Schlackertasten nannte man sie. Denn sie besitzen einen Hebel, der Punkte ausgibt, wenn man ihn zur einen- und Striche, wenn man ihn zur anderen Seite bewegt.

Im Laufe der Zeit haben sich einige Erfordernisse herauskristallisiert, die das Verfahren mit sich bringt. So wird zum Beispiel beim Einschalten des Senders eine Erscheinung deutlich, die man Chirp nennt. Wenn das Signal des Senders eingeschaltet wird, bricht seine Versorgungsspannung durch den größeren Stromverbrauch des Senders auf einen niedrigeren Wert zusammen. Innerhalb dieser Zeitspanne ändert sich deshalb die Oszillatorfrequenz, meist mit einem höheren Ton beginnend, um sich dann zu normalisieren.

Auch wenn der Sender an ungeeigneter Stelle getastet wird, tritt ein Chirp auf. Man sollte deshalb nicht den Oszillator tasten, sondern ihn immer durchlaufen lassen. Getastet wird richtiger eine Folgestufe hinter der Pufferstufe, dann ist mit der Aussendung einer stabilen Frequenz zu rechnen.

Des weiteren muß man daran denken, daß ein Morsesignal ja ein Rechtecksignal ist, was eine unangenehme Eigenschaft hat:

**Rechtecksignale erzeugen massenhaft Oberwellen.** Mein Eigenbau-Frequenzzähler ist mit einem 1 MHz Quarzoszillator ausgerüstet, dessen Oberwellen ich zum Empfängerabgleich benutzen kann.

Seine Oberwellen sind auch noch im 70 cm-Band stark empfangbar. Die gesamte Einheit mußte aus diesem Grund gut abgeschirmt aufgebaut sein. Das Oberwellen-Signal mußte einer BNC-Buchse zugeführt werden, die normalerweise mit einem abschirmenden Blindstecker verschlossen wird. Sonst hätte ich in je 1 MHz-Abständen einen „Störsender“, der mir das Leben zur Hölle machte



Macht man aber aus dem Rechteck-Signal ein Signal, dessen „Ecken“ verrundet sind, dann läßt es sich damit leben. Man hat Tastfilter entwickelt, die eine solche „weiche“ Tastung ermöglichen, und die Oberwellen verringern. In vielen Fällen sind solche Tastfilter schon in die Morsetaste eingebaut.



Unter Zuhilfenahme einer weltweiten Amateurfunkspezifischen „Sprache“ kann der Amateur mit den exotischsten Ländern Funkverkehr abwickeln. Diese Abkürzungssprache wird überall verstanden.

**RTTY (Radio Tele Type = Funkfern schreiben)** wird auch heute noch in Grenzen verwendet. Früher bediente man sich eines mechanischen Fernschreibers. Er wird heutzutage vom Computer ersetzt. Mit einer Soundkarte und einem geeigneten Software-Programm kann der Alleskönner auch das.

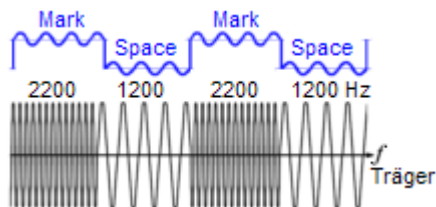
Im Amateurfunk wird eine sog. asynchrone, serielle Übertragung verwendet. Einem Startbit folgen fünf Bits Information, gefolgt von einem Stopbit. Sie werden seriell, also quasi im Gänsemarsch ausgesendet. Start und Stopbit sind Synchronisationshilfe auf dem Übertragungsweg zwischen Sender und Empfänger. So kann der Computer des Empfängers die Zeichen auf dem Bildschirm sichtbar machen, oder mit dem angeschlossenen Drucker ausdrucken.

Die Software setzt den zu sendenden Text in den „Baudot-Code“ um, der nach dem französischen Techniker Émile Baudot benannt ist. Baudot erfand 1874 auch den ebenfalls nach ihm benannten Baudot-Telegraphen.

Die Baudrate bezeichnet die Anzahl der Ereignisse oder der Signaländerungen, die in einer Sekunde passieren (Schrittgeschwindigkeit). Baudrate und Bits pro Sekunde sind nicht immer dasselbe. So codiert beispielsweise ein sogenanntes 9 600-Baud-Modem vier Bits mit einem Ereignis und arbeitet also mit 2 400 Baud, überträgt aber 9 600 Bits pro Sekunde, das sind 2 400 Ereignisse mal 4 Bits bei jedem Ereignis und sollte also eher als 9 600- bps-Modem bezeichnet werden.

(Habe ich aus Microsoft® Encarta®).

Ein Modem (Modulator - Demodulator) macht aus dem Baudot-Code zwei Tonfrequenzen. Mark und Space werden sie genannt. Damit wird der Sender gefüttert. Die Töne „verschieben“ die Trägerfrequenz um die Tonhöhe von der Sendefrequenz fort - man nennt das Tonfrequenz-Umtastung . oder Neudeutsch AFSK (Audio Frequency Shift Keying).



Am Empfangsort hat man es mit einer Trägerfrequenz zu tun, die um den Abstand zwischen Mark und Space, unterschiedlich weit von der Trägerfrequenz entfernt ankommt. Die Sendefrequenz wird so beeinflusst, wie es das Bild zeigt.

Die Frequenz des Trägers ist z.B. beim Mark-Signal höher als wenn Space gesendet wird. Eben: AFSK. Ein Modem (Modulator / Demodulator) auf der Empfängerseite dekodiert dieses Signal und gibt es weiter an den Empfänger.

## PACTOR.

Während das Funkfern schreiben auf seinem Weg zum Empfänger noch keine Fehlerkorrektur kannte, PACTOR kann das. Denn PACTOR ist **PACKet Teleprinting Over Radio** = Paketweises Funkfern schreiben. Es werden aus dem Fließtext, den der Computer zu fressen bekommt, einzelne Pakete geschnürt.

Diese Einzelpakete werden auf die Reise geschickt und am Empfangsort mit einem mitgesendeten Kontrollcode (CRC-Check) auf Richtigkeit überprüft. Sollte das Paket fehlerhaft empfangen worden sein, teilt die Empfängerstation dies dem Absender mit. Das Paket wird erneut ausgesendet, bis es beim Empfänger richtig angekommen ist.

Pactor hat sich zu einem sehr sicheren und schnellen Verfahren entwickelt. Besonders die Entwicklung zu Pactor-Level- 2, die nur noch ca. 500 Hz Bandbreite benötigt, weil hier mit PSK (Phase Shift Keying), also mit Phasenmodulation gesendet wird. Man kann direkt oder über Mailboxen und Gateways, Mitteilungen an andere und ins Packet-Radio-Netz übermitteln.

Je nachdem, wie die Trägerwelle beeinflusst wird, gibt es eine Amplituden- (Amplitude Shift Keying, ASK), eine Frequenz- (Frequency Shift Keying, FSK) oder eine **Phasen-Umtastung (Phase Shift Keying, PSK)**. Während sich Amplituden- und Frequenz-Umtastung jedoch nur für niedrige Bitraten eignen, ist das Prinzip der Phasen-Umtastung mittlerweile Grundlage für eine Reihe von höherwertigen digitalen Modulationsverfahren.

Phasen-Umtastung wird auch bei **PSK31** angewendet, das theoretisch mit einer Bandbreite von ca. 31 Hertz auskommt. Dazu gibt es eine einzige diesbezügliche Frage, im gesamten Fragenkatalog.

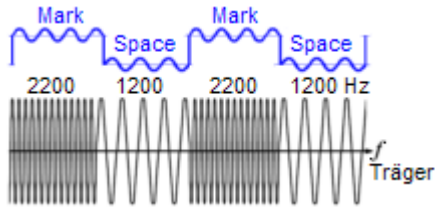
# Packet-Radio.

Mit dem gleichen Baudot-Code arbeitet auch das Verfahren Packet-Radio. Große Ähnlichkeiten gibt es zwischen PR und dem Internet. Mailboxen wurden eingerichtet, wo vollautomatische Computer wiederum die gesamte Steuerung übernehmen. Man funkt zunächst zu einem Digipeater - ein digitaler Repeater = Wiederholer, eine Relaisfunkstelle.

Dem Repeater ist die Mailbox angeschlossen, in die der Benutzer (neudeutsch User), eine Mail an einen anderen Teilnehmer hinterlegt. Dieser kann sich diese Nachricht irgendwann aus der Box auslesen. Ganze Programmdateien, Bilder und anderes wird hier hin und hergeschoben, wenn sich das Verschickte digitalisieren läßt.

Die wesentlichsten Übertragungsraten sind 1200, 2400 und 9600 bps. Wie im RTTY-Verfahren, wird auch in PR die asynchrone serielle Übertragung verwendet.

Für die „langsamen“ Baudraten wird ein Tonfrequenz-Verfahren benutzt: AFSK (Audio Frequency Shift Keying) schimpft sich das. Zwei Tonfrequenzen von 1200 Hz und 2200 Hz werden dem Träger aufmoduliert. Der Träger, der ausgesendet wird, wird um die Tonhöhe des Packetsignals von seiner Mittenfrequenz verschoben, was sich wie das Umschalten auf die neue Frequenz auswirkt.



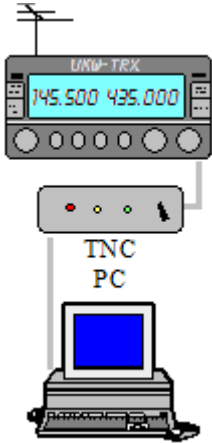
Nehmen wir mal eine geläufige UHF-Frequenz von 438,300 MHz als die Betriebsfrequenz an. Darauf ist unser Funkgerät in der Betriebsart FM (Frequenzmodulation) eingestellt. Mit der Tonfrequenz 1200 Hz „rutscht“ meine Aussendung z.B. auf 438,301200 MHz, bei den 2200 Hz-Shift sind es dann 438,302200 MHz. Das Bild hilft, das zu verstehen.

Die Sendefrequenz wird durch die Modulation „schneller oder langsamer“ gemacht.

Für höhere Baudraten wendet man statt AFSK ein anders Verfahren an. Dieses ist ein direktes Verfahren: FSK (Frequency Shift Keying) = Frequenz-Umtast-Verfahren. Die Wirkung auf das Trägersignal ist zwar genau die gleiche, aber es wird anders bewerkstelligt. Der TNC (Terminal Node Controller) - eine Art Modem (Modulator-Demodulator), liefert hier als Modulation zwei unterschiedliche Spannungen, die den VCO des Senderoszillators direkt beeinflussen.

Das erfordert, daß für FSK das Modulationssignal direkt dem VCO zugeführt werden muß, unter Umgehung des Mikrofonverstärkers im Funkgerät. 9600 Zeichen pro Sekunde belegen darüber hinaus ein größeres Frequenzband als 1200 Baud. Aus dem Grund müssen Sender und Empfänger bis 6 kHz linear arbeiten. Der Modulationsverstärker ist nur für Tonfrequenzen bis ca. 3 kHz ausgelegt, und hier haben wir es mit mehr als 9 kHz zu tun. Für die niedrigen Baudraten wird das Signal aber oftmals an die Mikrofon-Buchse angeschlossen.

## TX-Delay = Sendesignal-Verzögerung.



Ein PLL-System ist ein VCO-Oszillator, der über einen quartzesteuerten Mutteroszillator gesteuert wird. Die Frequenz des Mutteroszillators wird einer Vergleichsstufe zugeführt. Das Signal aus dem Mutteroszillator wird mit der zumeist heruntergeteilten Frequenz des VCO verglichen. Sind die Phasen beider Signale gleich, dann „rastet“ das System ein.

Das deutsche Wort für Phased-Locked-Loop (Phasenrastkreis) ist Phasenrastoszillator.

Die PLL-Systeme von Sender und Empfänger brauchen eine Zeitspanne, bis sie auf der Sollfrequenz ankommen, - bis die PLL-Systeme „eingerastet“ sind. Deshalb werden in der ersten Zeit nach Umschalten auf Sendung noch keine gültigen Daten, sondern nur Füllzeichen gesendet.

Trotzdem sollte das Umschaltverhalten des benutzten Transceivers so kurz wie möglich sein, was besonders für die hohen Baudraten gilt.

Die Konfiguration einer Packet-Radio Station besteht aus dem PC, der dem TNC den gewünschten Informationsinhalt übermittelt. Der TNC übersetzt das Gewünschte in Packetnetzkonforme Signale und steuert Empfangs und Sendeumschaltung.

In Ballungsgebieten sind es oft mehrere Stationen, die auf den Digipeater (Netzknoten) zugreifen möchten. Da greift ein Verfahren ein, das DAMA genannt wird. DAMA ist Anforderungsbezogener Mehrfachzugriff. Die TNC der Teilnehmer werden vom Netzknoten gepollt (angesprochen) und gehen nur nach Aufforderung des Netzknotens auf Sendung. (Gepollt: Polling, engl. = auswählen). Die Software im TNC ist für das DAMA-Verfahren ausgerüstet.



Richtfunk-Verbindungen bilden weltweit Linkstrecken über die die einzelnen Netzknoten miteinander verbunden sind. Auf diese Weise gelangt die Nachricht, wenn es sein soll, z.B. bis nach Südamerika. Und Nachrichten, die sich an alle wenden, werden auf diese Weise weltweit verteilt.

## SSTV.

SSTV (Slow Scan TeleVision) = langsam gescanntes „Fernsehen“, hat mit Fernsehen eigentlich nichts zu tun. Denn es kann nur Standbilder übertragen. Es besteht eine gewisse Verwandtschaft zwischen SSTV und FAX (Faksimile-Verfahren), das einmal für die Übertragung von Schriftdokumenten u. ä. gedacht war.

Der Bildinhalt wird abgetastet und in Farbinformationen zerlegt, denen spezifische NF-Tonfrequenzen entsprechen. Das Aussenden und Empfangen geschieht, ähnlich wie bei den vorher besprochenen Verfahren. Der Computer steuert unter Verwendung eines geeigneten Software-Programms ein spezielles Modem an. Das Modem generiert die erforderlichen Signale, die vom Sender ausgesendet werden.

Auf der Empfängerseite dekodiert das dort vorhandene Modem die Signale, und die Software setzt daraus die Bildpunkte zusammen, die den Betrachter zur Freude veranlassen.

## Das PLL-System.

Kurz angerissen wurde es schon. PLL (Phased Locked Loop), der Phasenrastkreis.

Ältere Funkgeräte verwendeten an der Stelle noch den guten, alten VFO (Variable Frequency Oscillator) = frequenzvariabler Oszillator. In dem frequenzbestimmenden Schwingkreis des VFO befindet sich ein variabler Kondensator. Der Drehkondensator, dessen Achse nach außen aus dem Gehäuse des Gerätes führte.

Mit ihm wurde das Gerät auf die Betriebsfrequenz abgestimmt. Sein großer Nachteil ist der relativ kleine Abstimmbereich. Und ein genereller Nachteil eines VFO ist die nur schwer zu beherrschende Frequenzstabilität. Die durch Temperaturänderung verursachte Frequenzwanderung mußte mit relativ großem Zeitaufwand durch Temperaturkompensation auf ein Minimum beschränkt werden.

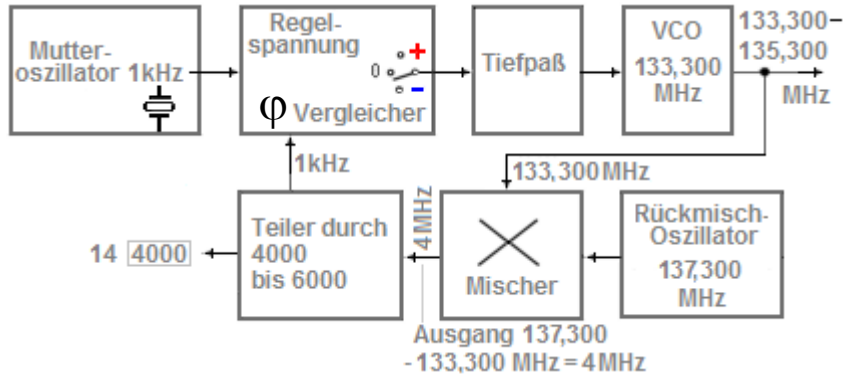
Quarzoszillatoren erzielten dagegen eine erheblich bessere Frequenzkonstanz. Aber der Nachteil ist gewesen, daß ein Quarzoszillator nur eine Frequenz erzeugen konnte. Man hatte sich damit geholfen, daß man mehrere Quarze umschaltbar in den Oszillator einbaute, aber mit zunehmender Zahl der Quarze ergaben sich wieder Nachteile.

Mehr Quarze, die früher noch sehr teuer waren, benötigten allmählich immer mehr Platz im Gehäuse. Das, und die immer komplizierteren Umschalter, führte wiederum zu Unstabilitäten.

Dem Wunsch nach einem sich selbst regelnden System, kam die sich entwickelnde Transistor- und IC-Technik zur Hilfe.



Wie geht das aber? Ich will mal versuchen, das an einem veralteten 2-m PLL-Rückmisch System zu demonstrieren.



Das PLL- System liefert Frequenzen im 1 kHz Raster für Transceiver mit einer ersten ZF von 10,7 MHz. Der Senderzug eines solchen Transceivers beginnt mit einem 10,7 MHz Quarzoszillator. In der folgenden Mischstufe wird die Frequenz aus dem PLL hinzuaddiert: Im dargestellten Beispiel also  $10,700 \text{ MHz} + 133,300 \text{ MHz} = 144.000 \text{ MHz}$ .

Die Anzeigen, die in der Zeichnung angedeutet sind, zeigen die letzte Megahertzstelle und die Kilohertzstellen an. In solchen Systemen ist entweder eine 14 davor gedruckt, oder mit festverdrahteten Siebensegmentanzeigen dargestellt. Wo das weggelassen wurde, muß sich der Operator die 14 vor den Rändelrädchen einfach "denken".

Der Mutteroszillator ist ein Quarzoszillator. Seine auf 1kHz heruntergeteilte Ausgangsfrequenz bestimmt die Schrittweite. Seine Frequenz - und die Frequenz aus dem programmierbaren Teiler, dessen Anzeigen in unserem Beispiel auf 4000 stehen, ergeben jeweils 1kHz.

Immer wenn diese Bedingung der Frequenzgleichheit erfüllt ist, liefert der Vergleichler keine Nachstimmspannung an den VCO: Das PLL-System ist eingerastet.

Wenn man das Teilverhältnis nun ändert, z.B. 4 475 einstellt, dann wird die aus dem Mischer kommende Frequenz 4000 KHz durch 4475 geteilt, sodaß aus dem Teiler zunächst die Frequenz 893,8 Hertz herauskommt.

Der Vergleich der Frequenz aus dem Mutteroszillator ( 1kHz ) mit den 893 Hertz veranlaßt den Vergleichler an seinem Ausgang eine Nachstimmspannung zu erzeugen, die den VCO über seine Kapazitätsdiode in Richtung höherer Frequenz steuert.

Wenn nun der VCO auf 133 775 KHz schwingt, entsteht im Mischer die Frequenz 4475 Kilohertz (  $137\,300 - 133\,775$  ). Diese wird nun in dem Teiler durch den vorher eingestellten Faktor 4475 geteilt, sodaß am Ausgang des Teilers nun wieder die Frequenz 1Kilohertz beträgt, und damit das System wieder eingerastet ist.

Man muß sich das eben gesagte gründlich durchdenken, und versuchen, die Berechnung nachzuempfinden. Dann hat's schnell „geschnackelt“. Aber ich will noch einige Bemerkungen zu den einzelnen Baugruppen loswerden.

**Der Mutteroszillator** ist ein Quarzoszillator mit einer Quarzfrequenz, die möglichst leicht auf 1 kHz teilbar sein muß. Denn der PLL soll ja Frequenzschritte von je 1 kHz ermöglichen. Mittlerweile erfüllen sog. Uhrenquarze diesen Zweck.

**Ihm folgt der Vergleicher** (auch Phasendetektor), der die Frequenz des Mutteroszillators mit der Rückmisch-Frequenz vergleicht. Er besitzt einen sog. Tri-State-Ausgang (Drei Möglichkeiten-Ausgang) = positive, negative oder keine Nachstimmspannung, wenn der Vergleicher keine Ungleichheit der beiden zugeführten Frequenzen feststellt.

## Der Tiefpaß.

Ist das Rückmischsignal im Vergleich zum Muttersignal kleiner (als 1 kHz), dann wird am Ausgang eine positive Nachregelspannung an den Ausgang gelegt. Ergo - bei größerer Rückmischfrequenz gibt's eine negative Regelspannung. (Kleiner ist die Frequenz immer dann, wenn der programmierbare Teiler mit dem Abstimmknopf auf ein höheres Teilverhältnis eingestellt wurde.) Zweck des Tiefpasses ist es, hochfrequente Restüberlagerungen zu eliminieren, damit dem VCO eine reine Gleichspannung zum Nachregeln angeboten wird.

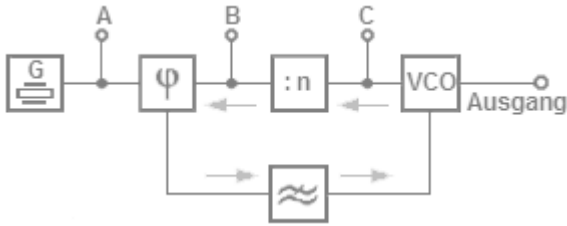
## Der VCO

(*Voltage Controlled Oscillator* = spannungsgesteuerter Oszillator) reagiert im Falle einer positiven Regelspannung, indem die Varicap des VCO in Richtung kleinerer Kapazität gesteuert wird. Die Frequenz des VCO erhöht sich solange, bis die Frequenz aus dem programmierbaren Teiler gleich der des Mutteroszillators ist. Vom Vergleicher wird der Tri-State-Ausgang daraufhin auf die Ausgabe von Null Volt Regelspannung zurückgestellt. Damit ist der Regelvorgang beendet. Das PLL-System ist eingerastet.

## Rückmisch-Oszillator

Das aus dem VCO gewonnene HF-Nutzsignal wird auch dem **Rückmischer** zugeführt, und mit einer Frequenz von 137, 300 MHz aus dem Rückmisch-Oszillator gemischt. Das sind 4000 kHz mehr als die VCO-Frequenz. Der programmierbare Teiler war mittels Abstimmknopf auf eine Teilung durch 4000 eingestellt. So ergibt sich am Ausgang des Teilers daraus 1 kHz.

Wenn dies auch schon relativ starker Tobak ist, gegen die zwei bis drei Aufgaben im Fragenkatalog schmeckt das vorgestellte PLL-System noch süß wie Honig. Ich weiß nicht, ob das ein Neuling begreifen wird, und genau deshalb werde ich die entsprechenden Fragen aus meinen „Lichtblicken“ auf den folgenden Seiten wiedergeben.



Die Fragen beziehen sich alle auf dieses Bild.

$\Phi$  = Vergleicher

:n = Teiler

$\approx$  = Tiefpaß

**TD701 Welche der nachfolgenden Aussagen ist richtig, wenn die im Bild dargestellte Regelschleife in stabilem Zustand ist ?**

**Antwort:** Die Frequenzen an den Punkten A und B sind gleich.

Wenn die Phasen des Generators, und des über die Regelschleife vom **VCO** über den Frequenzteiler :n eintreffenden Signals identisch sind, liefert der Phasenvergleicher  $\Phi$  keine Regelspannung und das PLL-System ist „eingerstet“.

**TD703 Welchen Einfluss kann der Tiefpass in der Phasenregelschleife (PLL) auf das vom spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) erzeugte Ausgangssignal haben ?**

**Antwort:** Bei zu niedriger Grenzfrequenz werden Frequenzabweichungen nicht schnell genug ausgeregelt. Bei zu hoher Grenzfrequenz wird ein Ausgangssignal mit zu vielen Störanteilen erzeugt.

**TD706 Die Frequenz an Punkt A beträgt 12,5 kHz. Es sollen Ausgangsfrequenzen im Bereich von 12,000 MHz bis 14,000 MHz erzeugt werden. In welchem Bereich bewegt sich dabei das Teilverhältnis :n ?**

**Antwort:** 960 bis 1120.

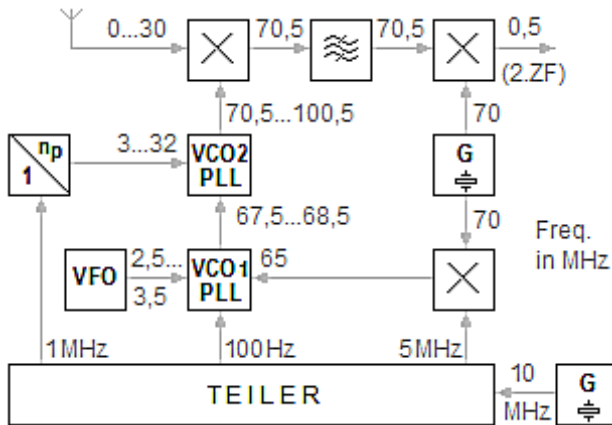
12 000 kHz geteilt durch 12,5 kHz = **960**

14 000 kHz geteilt durch 12,5 kHz = **1120**

**TD707 Wie groß muss bei der folgenden Schaltung die Frequenz an Punkt A sein, wenn bei der versechsfachten Ausgangsfrequenz ein Kanalabstand von 25 kHz benötigt wird ?**

**Antwort:** ca. 4,167 kHz.

25 000 Hz geteilt durch 6 = **4166,6666 Hz**



TF213 Dies ist das Blockschaltbild eines modernen Empfängers mit PLL-Frequenzaufbereitung. Es soll eine Frequenz von 15,0 MHz empfangen werden.

Welche Frequenzen liefern VCO1 und VCO2, wenn der programmierbare Frequenzvervielfacher np dabei 18 MHz liefert ?

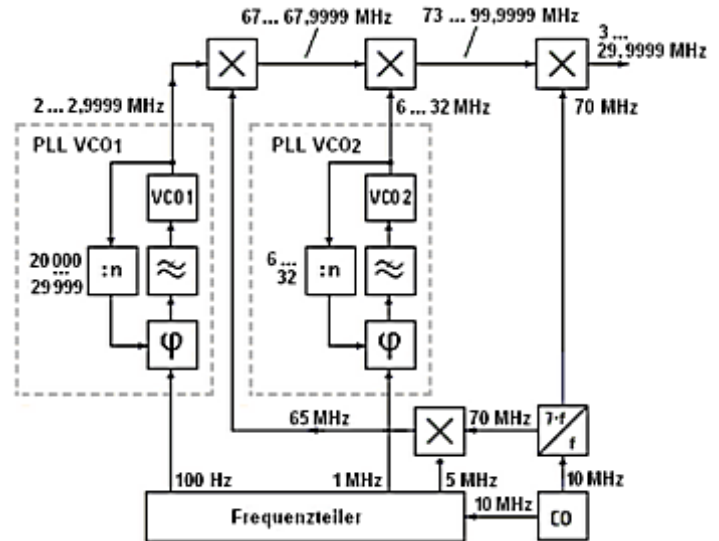
Antwort: VCO1: 67,5 MHz; VCO2: 85,5 MHz.

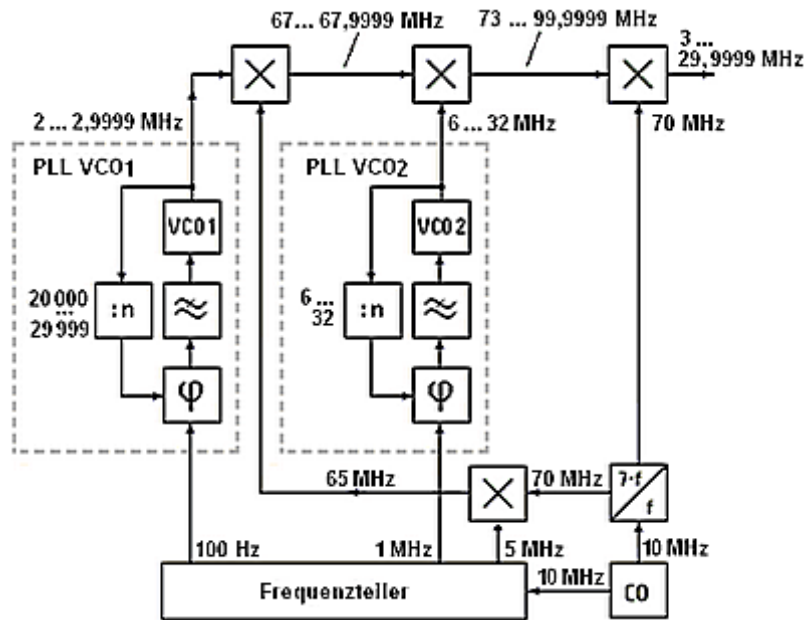
Empfangsfrequenz = 15 MHz  
 plus 1.ZF = 70,5 + 15 = **85,5 MHz**  
 Das ist die Frequenz vom VCO 2  
 VCO 1: **67,5 MHz**;  
 einfach am Schaltbild ablesen.

TG110 Im folgenden Blockschaltbild ist die Frequenzauflistung für einen Amateurfunktransceiver dargestellt. Welche Frequenz erzeugt der Sender, wenn VCO1 auf 2,651 MHz eingestellt, und VCO2 auf 6 MHz eingerastet ist ?

Antwort: 3,651 MHz.

Den linken Mischer X verlassen 2,651 + 65 = 67,651 MHz  
 Hinter dem mittleren Mischer sind 6 MHz mehr = 73,651 MHz  
 Im rechten Mischer entsteht 73,651 minus 70 = 3,651 MHz





TG111 Im folgenden Blockschaltbild ist die Frequenzaufbereitung für einen Amateurfunk-Transceiver dargestellt. Auf welcher Frequenz muß der VCO2 eingerastet haben, wenn eine Ausgangsfrequenz von 14,351 MHz abgegeben wird ?

Antwort: 17,000 MHz.

Den linken Mischer verlassen  $(2,351) + 65 = 67,351$  MHz.

Hinter dem mittleren Mischer sind es 17 MHz mehr =  $84,351$  MHz

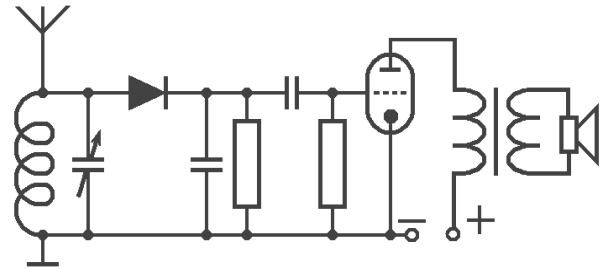
Im rechten Mischer entsteht  $84,351$  minus  $70 = 14,351$  MHz

( ) Wir nehmen stillschweigend an:  $VCO1 = 2,351$  MHz

## Von Dampfradio bis Hightech.

Man fragt sich immer: Wie hat das alles angefangen? Ich will nun nicht bei Adam und Eva anfangen, sondern beame uns in die Zeit, als Papa stolz in seinen ersten Radioapparat hineinlauschte.

Das könnte ein damaliger Detektorapparat gewesen sein, dem zur Steigerung der Lautstärke ein NF-Verstärker nachgeschaltet war. Damals noch mit einer riesigen Röhre. Es gab eine Anodenbatterie, die wohl so ungefähr 70 Volt abgab. Nach drei bis vier Wochen war sie leer, und Papa ging, um eine neue zu kaufen. In das Schaltbild ist noch nicht mal die Röhrenheizung eingezeichnet, für die er auch gleich eine Batterie mitbrachte.



Das ganze „Gerät“ war auf einer Pertinaxplatte aufgebaut, in der für jedes Bauteil ein Paar Bananenstecker-Buchsen waren. Eine wahrhaft abenteuerliche Konstruktion, die den lustigen Effekt hatte, daß es in der Röhre so schön glimmte. Die Größe der damaligen Röhre entsprach in etwa einer heutigen Cola-Dose.

Mit einer „Hochantenne“ empfing man den „Reichssender Hamburg“ - mehr ging nicht! Der Mittelwellenbereich war nur mit einer Handvoll Sendern belegt. Aber in dieser Zeit des Aufbruchs, wurden es mehr und mehr Sender. Es wurde eng, - auch für den Rundfunkhörer. Die entstehende Enge führte dazu, daß so langsam andere Sender, den zuerst so sauberen Empfang zu stören begannen.

Man muß sich vor Augen halten, daß ein solcher Apparat natürlich das ganze Mittelwellen-Band auf einmal empfing. Hatte er doch fast garkeine Selektion aufzuweisen. Er konnte nichts exakt auswählen, aussortieren, heißt das. Solange die verschiedenen Sender noch mit fast gleicher Leistung in der Luft waren, ging das noch. Aber da setzte sich wohl das „sich Gehör verschaffen“ immer mehr durch. Das war auch außerhalb Deutschlands nicht anders.

Die Situation führte zu einer internationalen Wellenkonferenz. Man beschloß, daß man die Bandbreite der Aussendungen auf 9 kHz beschränken wolle, damit alle Sender ihren Platz bekämen. In der Zwischenzeit hatte sich auch die Empfangstechnik weiterentwickelt. Der „Volksempfänger“ - ein rückgekoppeltes Röhrenradio, konnte durch das Regeln der Rückkopplung zunächst einigermaßen störungsarmen Empfang liefern.

Die Entwicklung konzentrierte sich nun darauf, die Selektion durch mehrere hintereinander geschaltete Schwingkreise zu verbessern. Da wurden abstruse Konstruktionen aus der Taufe gehoben: Dreikreiser, Vierkreiser usw. wurden propagiert.

Man hatte erkannt, daß man mit dem Hintereinanderschalten mehrerer Schwingkreise eine Steigerung der Selektivität erreichen konnte. Wenn solch ein Gebilde aber bedienerfreundlich gestaltet sein sollte, dann mußten die einzelnen Drehkondensatoren auf einer gemeinsamen Achse angeordnet sein.

Gleichlaufprobleme wuchsen mit der Anzahl der Schwingkreise. Spulen, die immer weiter von den Kondensatoren entfernt waren, denn sie brauchten ja Platz, - führten zu immer längeren Zuleitungen. Da war dann trotz sorgfältigstem Aufbau nicht mehr zu gewährleisten, daß alle Kreise innerhalb des gesamten Abstimmereiches exakt auf derselben Frequenz schwingen. Mehrkreis-Vorselektion schien auch nicht das Wahre.

## Der Superhet-Empfänger (Überlagerungsempfänger) erschien.

Ein Empfänger mit einer selektiven HF-Verstärker-Vorstufe, der eine Mischstufe folgte. Am zweiten Eingang des Mixers wurde das Signal eines Oszillators eingespeist. Das Oszillatorsignal hatte eine um 470 kHz höhere Frequenz, als der Schwingkreis der Vorstufe. Ein Beispiel: Empfang sei auf 972 kHz, der Mittelwellenfrequenz des Senders Hamburg. Dann schwingt der Oszillator auf 1442 kHz, das sind 470 kHz mehr, als die Eingangsfrequenz.

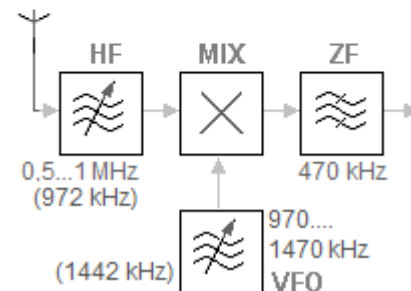
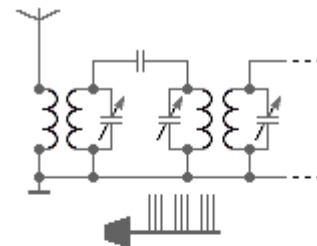
Die Mischstufe kann daraus 2 Frequenzen „machen“. da wäre zum ersten die Oszillatorfrequenz  $f_o$  plus der Eingangsfrequenz  $f_e = 1442$  plus  $972$  kHz =  $2414$  kHz, die sogenannte Spiegelfrequenz (fsp). Zum zweiten die Oszillatorfrequenz  $f_o$  minus der Eingangsfrequenz  $f_e = 1442$  minus  $972$  kHz =  $470$  kHz, die Zwischenfrequenz (ZF).

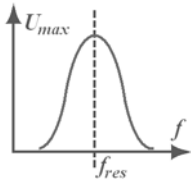
Im Blockschaltbild sind die Frequenzbereiche angegeben, die Oszillator- und Eingangskreis überstreichen müssen. Die Verschiedenheit dieser Bereiche führt zwangsläufig ebenfalls zu Gleichlauf Fehlern. Doch geschickter Abgleich verschaffte dem Empfängerkonzept eine vergleichsweise langzeitige Überlebenschance. (Momentan besprochene Frequenzen in Klammern.)

Der ZF-Verstärker, der daran angeschlossen war, durfte nun Filterkreise in beliebiger Zahl enthalten. Diese Kreise brauchten nicht abgestimmt zu werden, sondern wurden fest auf die Frequenz 470 kHz eingestellt. Dem ZF-Verstärker brauchte nur noch ein Demodulator und ein NF-Verstärker folgen, und fertig war der Superhet.

Indes blieb die Entwicklung nicht stehen. Transistoren kamen ins Blickfeld. Alles wurde immer kleiner gebaut - und leistungsfähiger. Denn mit der Verringerung der Größe, schrumpften nun auch die erforderlichen Leitungslängen.

3-Kreis-Filter und 3-fach Drehkondensator





Zurück zu den Eigenschaften der Zwischenfrequenz. Schwingkreise haben eine Bandbreite, die in einem prozentualen Verhältnis zu ihrer Resonanzfrequenz steht. Wenn wir eine prozentuale Bandbreite von 10% von der Resonanzfrequenz annehmen, dann kommen wir beim vorgenannten Beispiel (972 kHz) auf eine Bandbreite von 72,9 kHz.

Angenommen, wir wollten einen Sender auf 500 kHz empfangen. Dort hätte der gleiche Schwingkreis eine Bandbreite von nur noch 50 kHz. Die Resonanzkurve ändert sich nicht. So ist nun mal Physik!

Die Konsequenz dieser Überlegungen ist, daß eine niedrige Zwischenfrequenz, einer besseren Selektion entspricht. Ein Leitsatz aus dem Fragenkatalog lautet denn auch: Eine niedrige (zweite) ZF ermöglicht eine gute Trennschärfe.

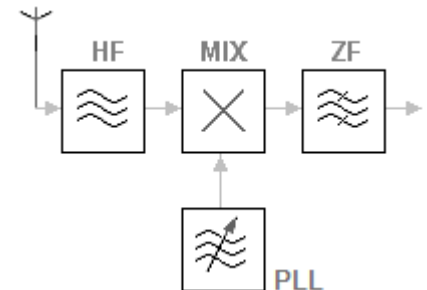
## Der Doppelsuper.

Auch für ihn ist die rasante Entwicklung der elektronischen Bauteile entscheidend geworden. So haben wir es den PLL-Systemen zu verdanken, daß uns heute Transceiver (Sende-Empfänger) zugänglich sind, die mühelos den Frequenzbereich von Längstwellen bis 30 MHz ohne Umschalten überstreichen können.

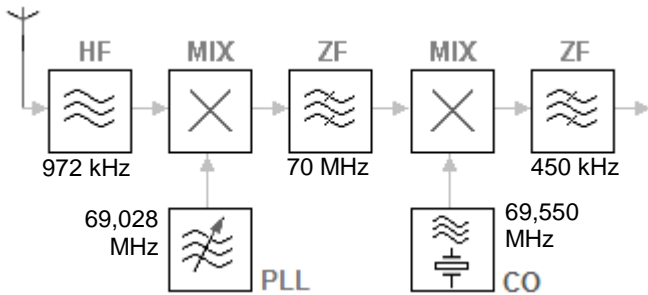
Für diesen riesigen Frequenzbereich läßt sich natürlich kein Filter denken. Man baut eine aperiodische Eingangsstufe (unselektiv, außerhalb eines Periodensystems). Sie läßt also alle Frequenzen durch. Das tut sie auch mit der Spiegelfrequenz. Was tun?

Die Lösung ist eine so hohe erste ZF, - z.B. 70 MHz, daß die Spiegelfrequenz außerhalb der Nutzfrequenzen zu liegen kommt. Dem Gesamtkonzept des Doppelsupers kommt das auch noch sehr gelegen. Denn Frequenzen um 70....100 MHz sind weit von den Empfangsfrequenzen entfernt. Eine hohe erste ZF sichert einen hohen Spiegelfrequenz-Abstand, - nicht nur laut Fragenkatalog.

Aber schauen wir uns nochmal das Bild an: Die aperiodische HF-Vorstufe, erkennbar an den 3 nicht durchstrichenen Wellenlinien (wobei 3 Wellen für HF, 2 für Tonfrequenz, also NF und eine einzige für Technische Betriebsspannung stehen). Der darauf folgende Mischer, der Oszillator und die ZF-Stufe. Außer dem Inhalt der Kästchen, hat sich das Konzept nicht geändert. Man braucht nur PLL, MIX und ZF dranzuhängen, um einen Doppelsuper zu konfigurieren. Nur müßte man die hier noch mitgezeichnete ZF als neue Eingangsstufe mit fester Frequenz verstehen, und statt dem PLL einen Quarzoszillator nehmen. Dieser setzt dann von 70 MHz (erste ZF) auf die zweite ZF von 450 kHz um. Er schwingt auf 69,55 MHz.







## Vom Einfach- zum Doppelsuper.

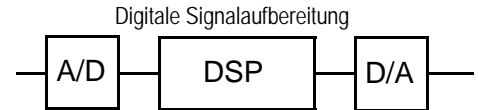
Außer, daß sie umbenannt wurden, hat sich an den hinzugekommenen Stufen kaum etwas geändert. Ich habe einfach die Stufen MIX, ZF und PLL der Zeichnung von der vorigen Seite kopiert, und hinten drangehängt.

Auch das Innenleben z.B. des 2. Mischers ist nahezu gleich geblieben. Die nun zur 2. ZF mutierte Stufe hat auch nur eine Änderung des Filter-Schwingkreises erfahren, - es ist gegen ein 450 kHz-Filter ausgetauscht worden.

Nur der Oszillator: - An seine Stelle ist nun ein CO (Crystal Oscillator) = Festfrequenz-Quarzoszillator getreten. Damit ist der hochfrequenztechnische Teil schon komplett. Es fehlt zum vollständigen Empfänger noch ein Demodulator und ein NF-Verstärker samt Lautsprecher. Für den Fall daß ich immer noch den Hamburger Sender auf 972 kHz empfangen will, habe ich die erforderlichen Frequenzangaben angeschrieben.

Man kann das alles wunderschön berechnen:

1. Mischer	972 000 Hz
plus	69 028 000 Hz
= 1. ZF	<b>70 000 000 Hz</b>
2. Mischer	70 000 000 Hz
minus	69 550 000 Hz
= 2. ZF	<b>450 000 Hz</b>



Und der Vorteil dieser ganzen Angelegenheit: Es ändert sich lediglich die Frequenz des PLL-Systems, um den riesigen Bereich durchzustimmen. Welch eine Entwicklung, wenn man noch das Dampfradio in Erinnerung hat !

Auch das ist nun schon wieder „ein alter Hut“. Mittels DSP (Digital Signal Processing) werden z.B. die Signale zuerst im AD-Wandler (Analog-Digital-Wandler) digitalisiert. Daraufhin werden die Signale im Signal Prozessor von Störungen befreit, gefiltert und anschließend in einem DA-Wandler wieder zu analogem Signal rückgewandelt. Sie durchlaufen dann den weiteren Empfänger, als wäre nichts gewesen.

DSP kann das Phasenrauschen eines PLL-Systems herausfiltern, was bei Oszillatoren und besonders bei PLL-Systemen unangenehm in Erscheinung trat. Man empfängt nun auf einer leeren Frequenz wirklich nichts, und glaubt das Gerät ist kaputt.

## Dreifach-Amateurfunk-Super.

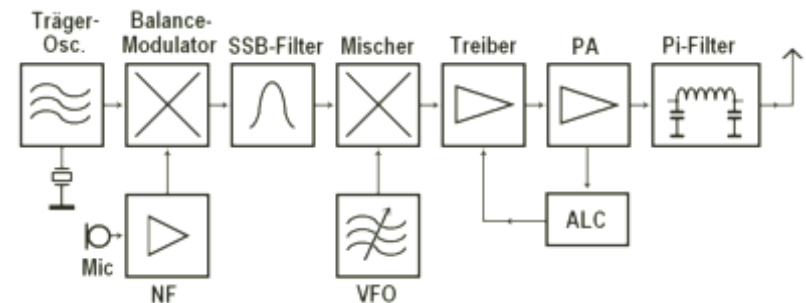
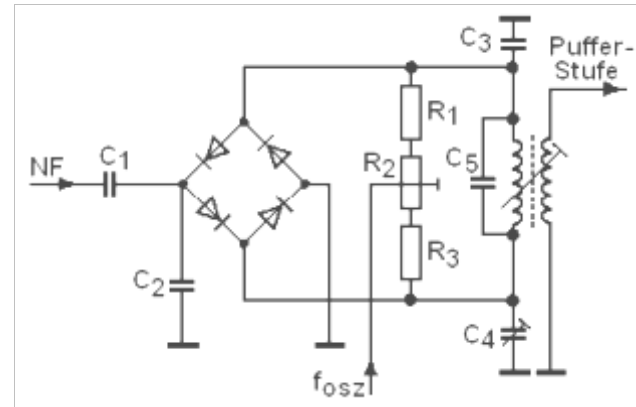
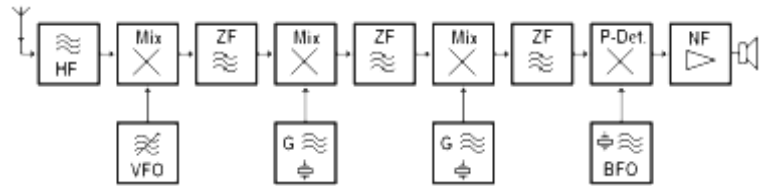
Hier das komplette Blockschaltbild eines Dreifach-Supers, worüber es auch einige Fragen zum Berechnen gibt. Im Hinblick auf den Dreifachsuper soll nur gezeigt sein, daß durch das Zufügen weiterer drei Stufen .... - die selbe Prozedur, wie auf der vorigen Seite.

Mindestens ebenso interessant ist es, daß der Produkt-Detektor im Empfänger (P-Det.) in einem Transceiver (Sende-Empfänger) eine enge Verwandtschaft mit dem Balance-Modulator im Senderzug aufweist.

Solch einen Dioden-Ringmischer finden wir in der eingerahmten Detailschaltung wieder. Die Autoren des Fragenkataloges haben ihm unterschiedlichste Namen verpaßt. Wie Produkt-Detektor, Balancemischer, - ja sogar balancierter Ringmischer. Es ist aber immer eine etwa ähnliche Schaltung.

In der unten aufgeführten Senderschaltung finden wir ihn als Balance-Modulator wieder. Dort bekommt er vom Träger-Oszillator ein HF-Signal mit z.B. 9 MHz auf ein Potentiometer eingespeist. Eingestellt wird das Poti genau auf Mitte, sodaß die HF am ausgangsseitigen Schwingkreis zu Null wird.

Am oberen, wie am unteren Anschluß des Kreises kommt ja jeweils gleichzeitig die gleiche positive- oder negative Halbwelle, also kein Spannungsunterschied an. Dieses Gleichgewicht wird durch die NF „gestört“ und das Ergebnis ist ein SSB-Signal mit dem oberen, und eines mit dem unteren Seitenband.



# Dioden-Ringmischer.

Vier Variationen der gleichen Melodie. Den oberen kennen wir schon von der vorigen Seite. Es ist, wie auch der im zweiten Bild, ein Balancemischer, ein Sendemischer.

Bei den Mixern wird mit C4, und R2 bzw. im 2. Bild mit C3, und R2 Symmetrie zum Schwingkreis eingestellt. Sind beide richtig eingestellt, darf ohne Modulation am Sendeausgang kein Träger meßbar sein. Beim Test ist die Modulation zu unterbrechen.

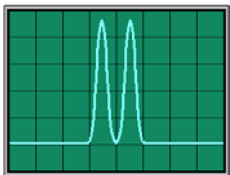
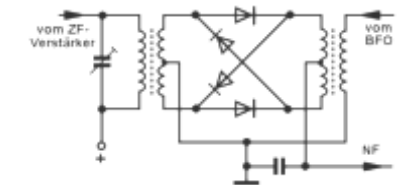
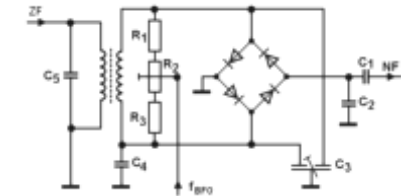
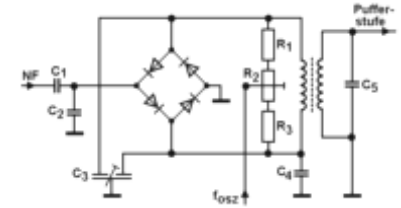
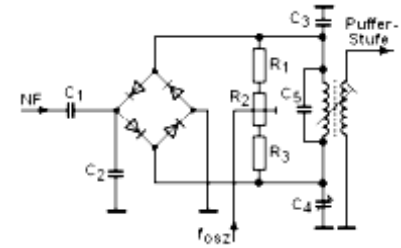
Kommen wir zur dritten Schaltung. Sie ist die genaue Umkehr der Schaltung des zweiten Bildes. Ein- und Ausgang haben den Platz getauscht, und was eben noch ein Sende- ist nun ein Empfangsmischer.

Ganz unten findet man noch eine weitere abartige Schaltung. Sie ist so schön verwirrend, aber durch Umzeichnen (oder Umdenken) kommt auch hier ein Diodenring zutage. Bei dieser Version scheint eine Symmetrierung auch möglich.

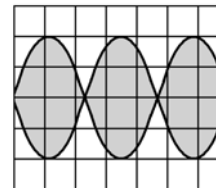
Fakt ist jedenfalls, daß solch ein Produkt-Detektor - oder Balance-Modulator am Ausgang über das sauberste Signal verfügt, was mit analogen Schaltungen erreichbar ist.

Denn, wie schon auf der vorigen Seite angerissen, es kommt ja jeweils gleichzeitig die gleiche positive- oder negative Halbwelle, - also kein Spannungsunterschied an. Dieses Gleichgewicht wird nur durch die NF „gestört“ und das Ergebnis ist ein SSB-Signal mit dem oberen, und eines mit dem unteren Seitenband.

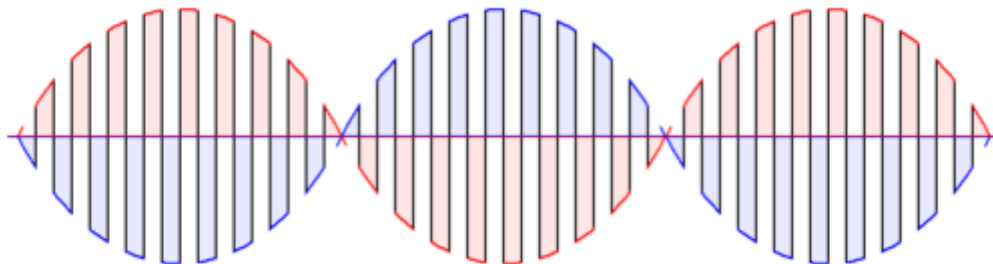
Bei einwandfrei eingestellter Balance kann der Ringmischer am Ausgang nichts anderes bereitstellen, als die (unterdrückte) Trägerfrequenz plus der Modulationsfrequenz als oberes Seitenband ( $f_{tr} + f_{mod}$ ). Und die (unterdrückte) Trägerfrequenz minus der Modulationsfrequenz als unteres Seitenband ( $f_{tr} - f_{mod}$ ).



< So sauber könnte die Spektralanalyse aussehen.



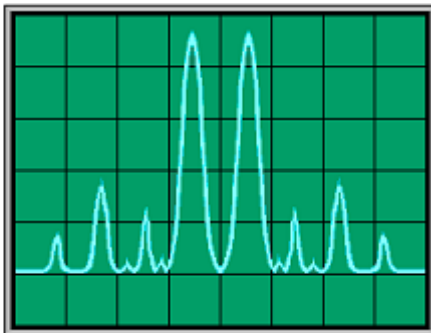
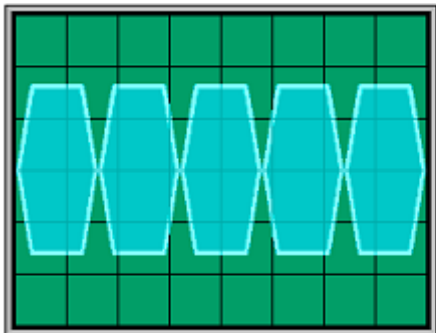
Und so das ideale Schirmbild: >



## Zweiton-Test-Signal.

Hier noch einmal das gestreckte Oszillografenbild eines am Senderausgang aufgenommenen Zweiton SSB-Signals. Wenn ein SSB-Sender mit zwei Tönen von geeigneter Tonfrequenz moduliert wird, kann man Rückschlüsse auf die Qualität des Sendesignals ziehen.

In diesem Bild sind es die **eindeutigen Kreuzungspunkte** in den Minima, dort wo der Übergang der Halbwelle von Ton 1 zum Ton 2 ist. Nur der Vollständigkeit halber mache ich diese kleine Abschweifung, denn es gibt bei der Prüfung Fragen dazu.



Die Bilder zeigen ein übersteuertes Zweiton-Testsignal

Dieses sind noch die negativen Auswirkungen, die das Übersteuern eines SSB-Senders, oder Fehler beim Einstellen des Arbeitspunktes anzeigen.

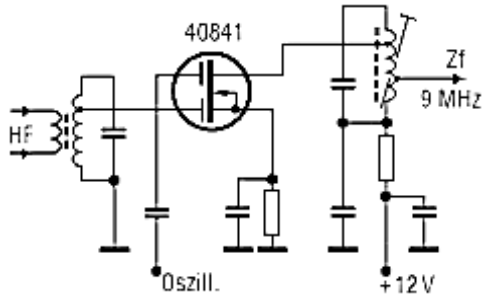
Das Oszilloskop-Bild (links) zeigt an, daß die Endstufe übersteuert ist.

Oben und unten fehlen die Rundungen. Sie sind abgeschnitten.

Rechts das Resultat der Spektrum-Analyse mit zahlreichen Nebenausendungen.

Aber kümmern wir uns um weitere **Mischstufen**.

Die Mischstufen in Sendern und Empfängern sind nahezu identisch aufgebaut. Die effektivsten Mischstufen sind wohl die, die mit Dual-Gate-Mosfet aufgebaut wurden. Man kann diesen Feldeffekt-Transistor wie die Kaskadierung zweier FET betrachten. Sie ergeben quasi ein UND-Gatter. Hinten raus kommt nur etwas, wenn an beiden Eingängen (Gate 1 und Gate 2) ein Signal anliegt. Dual-Gate FET werden gern angewendet, weil sie störungsarme, und relativ saubere Produkte hervorbringen.



Natürlich gibt es auch zahlreiche andere Schaltungsvarianten. Aber da im Fragenkatalog kaum etwas an Fragen für dieses Gebiet vorliegt, wollen wir dies nur informativ werten.

## Zwischenfrequenz ? Mischung ?

Wenn wir uns vorstellen, daß mein Freund und ich flöten - oder pfeifen, - und wir tun das mit unterschiedlicher Tonhöhe, dann kommt es manchmal zu einem dritten Ton. Oder zwei Hundenarren pfeifen ihre Hunde heran. Die eine Pfeife hat einen Ton von 23300 Hz, die andere pfeift mit 23800 Hz, dabei erzeugen sie einen Interferenzton von 500 Hertz. Wir hören weder den einen, noch den anderen Originalton der Hundepfeifen, aber wir hören sehr wohl die Differenz, den Schwebungston.

Was bei uns Zwischenfrequenz heißt, drückt der Engländer treffender mit Interferenz-Frequenz aus. Auch bei dem BFO ist es so. Beat-Frequency-Oscillator heißt ja in der Übersetzung auch: Schwebungston-Oszillator. Und die englische ZF-Stufe heißt IF-Device, oder einfach IF = etwa Interferenzfrequenz Teil.

# SSB-Verstärker, Endstufe.

Das nebenstehende Bild zeigt die Treiberstufe eines SSB-Senders. Der ausgangsseitige Ringkernübertrager hat einen symmetrischen Ausgang, zum Anschluß einer Gegentakt-Endstufe.

An den Basisspannungsteilern und den Emitterwiderständen beider Stufen erkennt man, daß eine lineare Arbeitsweise angestrebt ist. Um unerwünschte Kopplung der Übertrager zu vermeiden, sind sie auf Ferrit-Ringkerne gewickelt. Dem ausgangsseitigen Übertrager ist ein 180-Ω-Widerstand parallel geschaltet. Damit wird die Wicklung bedämpft und breitbandiger gemacht.

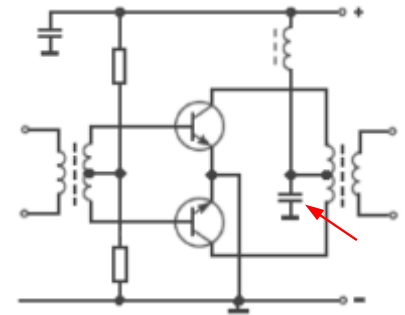
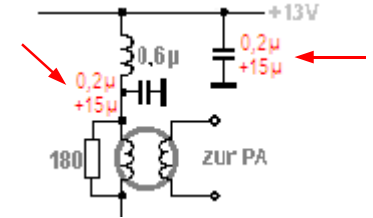
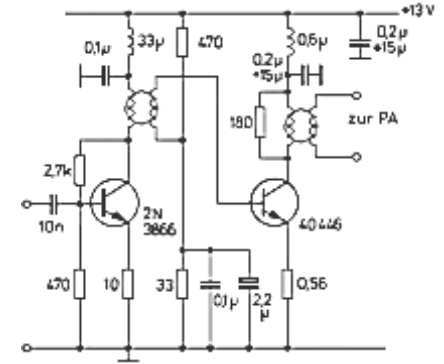
Zur breitbandigen HF-Abblockung sind Kondensatoren von unterschiedlicher Größe miteinander an wichtigen Punkten parallelgeschaltet, wie in den Teilbildern gezeigt.

Die Kondensatoren mit der kleineren Kapazität (0,1...0,2µF), und ihren kleinen Abmessungen legen hohe Frequenzen an Masse, während die größeren Kondensatoren dies mit den tieferen Frequenzen tun. (In der HF-Schaltungstechnik sehr wichtig!)

HF-Verstärker haben meist Schwingkreise oder HF-Transformatoren am Ein- und / oder Ausgang. Daran sind sie sofort erkennbar.

Auch bei dem Prinzipschaltbild dieser SSB-Gegentakt-Endstufe ist das der Fall. Den Eingang und Ausgang dieser Endstufe zieren Gegentakt-HF-Ferrit Übertrager. Über eine HF-Drosselspule wird die Kollektorspannung an die Anzapfung des Ausgangsübertragers angeschlossen. Auch hier findet sich die Verblockung wie schon weiter oben beschrieben, sie ist aber in der unteren Prinzip-Zeichnung nicht mitgezeichnet.

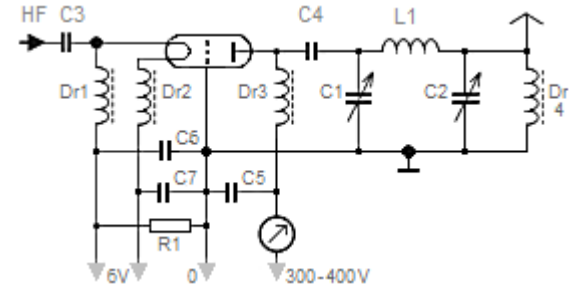
Rechts aus dem Übertrager, geht es dann weiter in Richtung Antenne /Anpaßglieder.



## Endstufe mit Triode in Gitterbasis-Schaltung.

Eine typische Endstufe im C-Betrieb. Triode = drei Elektroden-Röhre. Dazu zählt nicht die Röhrenheizung. Bei einer direkt geheizten Röhre wie dieser, ist der Heizfaden aus emissionsfähigem Material. Der Heizfaden selbst übernimmt außer der Heizung, auch die Funktion der Kathode.

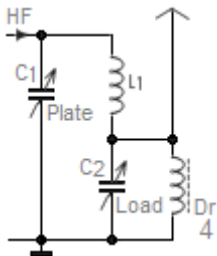
Das Gitter liegt direkt an Masse = Gitterbasisschaltung. Die Leitungen zur Versorgung mit der Heizspannung sind mit Dr 1- und 2 für die zugeführte HF verdrosselt, und mit C 6- und 7 abgeblockt. Der Widerstand R 1 ist für die negative Gittervorspannung von 6 Volt zuständig. Manche Endstufen arbeiten an dieser Stelle mit einem einstellbaren Konstantspannungs-IC, damit der Arbeitspunkt der Röhre von außen einstellbar ist.



Den momentanen Anodenstrom zeigt das Meßinstrument in der Zuleitung zur Anode über die HF-Drossel Dr 3 an. Die Drossel Dr 4 verhindert, daß die Anodenspannung bei einem Defekt von C 4, an den Antennenkreis gelangen kann.

Der Anodenstrom ändert sich, wenn sich das Resonanzverhalten des anschließenden Pi-Filters ändert. Ist das Pi-Filter hochohmig, dann verringert sich der Anodenstromfluß. Durch einen hochohmigen Widerstand fließt auch hier ein nur kleiner Strom. Und die Impedanz der Röhre selbst ist und bleibt dabei hochohmig.

Dieses Verhalten nutzt man, um mit Hilfe des Pi-Filters die (hochohmige) Röhre an das relativ niederohmige (50  $\Omega$ )-Antennensystem anzupassen. Mit C-2 wird der Tiefpaß an das niederohmigere Antennensystem angepaßt.



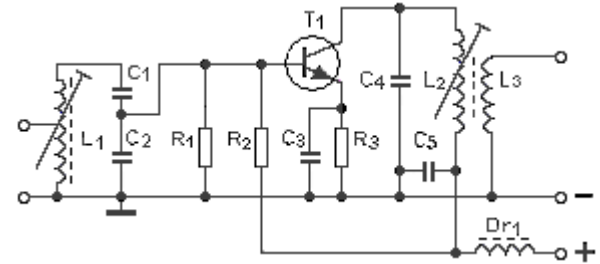
Diese Umzeichnung der Ausgangsschaltung illustriert die Funktionsweise des Pi-Filters.

Sie zeigt, daß C-1 und L-1 einen Parallelschwingkreis ergeben, und mit C 2 „nur“ eine Auskoppel-Anpassung zur Antenne hergestellt wird. Ist dieser Parallelschwingkreis hochohmig, weil in Resonanz, dann geht der Anodenstrom mit einem deutlichen „Dip“ zurück.

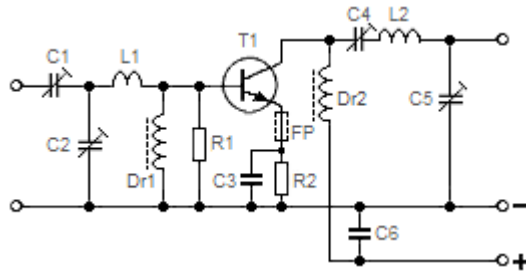
Man beginnt das Abstimmen des Schwingkreises mit Cplate (C 1), - Plate = Fläche, Anodenblechplatte. Und man beginnt bei hineingedrehten Kondensatoren (tiefste Frequenz), damit man nicht versehentlich auf einer Harmonischen landet. Denn auch das würde einen Anodenstrom-Dip ergeben. Danach wird „Leistung ausgekoppelt“, d.h. ein höherer Anodenstrom mit C 2 eingestellt, bis nur noch ein „Dip“ von ca. 10% verbleibt. Die Einstellung mit den beiden Kondensatoren ist mehrfach zu wiederholen, weil die Einstellung des einen, - diejenige des anderen Kondensators jeweils beeinflusst.

## HF-Verstärker.

**L1** dieses HF-Verstärkers ist mit einer Anzapfung zur Anpassung an die Vorstufe versehen. Dagegen wird zwischen **C1** und **C2** der Schwingkreis an den Eingangswiderstand des Transistors **T1** angepaßt. **R1** und **R2** bilden den Basis-Spannungsteiler, sodaß die Stufe im A-Betrieb und damit linear betrieben wird. **C3** und **R3** sind zuständig für die Gegenkopplung. **C4** und **L2** gehören zum Ausgangs-Schwingkreis, über dessen Spule die Kollektorspannung von der Drosselspule **Dr1** zugeführt wird. Der Kondensator **C5** ist für die HF-Abblockung der Schwingkreis-spule verantwortlich, und über **L3** wird die HF ausgekoppelt.



Linearer HF-Verstärker



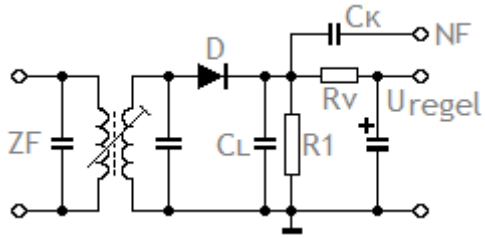
HF-Verstärker im B-Betrieb

Dieser HF-Verstärker arbeitet im B-Betrieb. Erkennbar ist das an der Drosselspule **Dr1** in der Basiszuleitung. Die Basis liegt gleichstrommäßig an ca. Null Volt. **C1** und **C2**, sowie **L1** bilden ein Anpassungsnetzwerk. Mit ihnen werden die Impedanzen der Vorstufe, an die des Transistors **T1** angepaßt. Der Widerstand **R1** bedämpft die Drossel **Dr1** und macht sie dadurch breitbandig.

Ferritperlen (**FP**) wirken wie HF- Drosseln und unterdrücken parasitäre Schwingungen bei Kleinleistungen. Die Kollektor-Spannung wird über die Drossel **Dr2** zugeführt, die mit **C6** gegen Masse abgeblockt ist. **C4** und **L2** bilden einen Leitkreis für die Resonanzfrequenz. Mit Leitkreis und **C5** wird die Folgestufe angepaßt.

Fortschrittliche Geräte arbeiten zunehmend mit integrierten Schaltkreisen (ICs), die eine hervorragende Linearität mit hoher Verstärkung bieten. VHF- und UHF-Hybrid-Module sind Stand der Technik. In ihnen sind Treiber- und Endstufe, sowie die erforderlichen - oder gewünschten Regel- und Steuerstufen gleich mit untergebracht. Es ist nur noch die äußere Beschaltung notwendig, z.B. um das Signal über Tiefpässe an den Ausgang gelangen zu lassen. Natürlich gehört auch die Stromversorgung dazu, und die Sende-Empfangsumschaltung. Man findet Hybrid-Module schon mit HF-Leistungen bis zu 50 Watt





## Demodulatoren.

Als erstes nochmals der stinknormale AM-Demodulator. Darunter das ZF-Signal, was zur Erinnerung darunter aufgeführt ist.

Die ersten beiden Schwingkreise, an die keine Bauteilbezeichnung angeschrieben ist, gehören zum letzten ZF-Filter. Bis zu dem Punkt, noch vor der Diode **D**, findet man das noch unveränderte Signal aus Bild 1 vor.

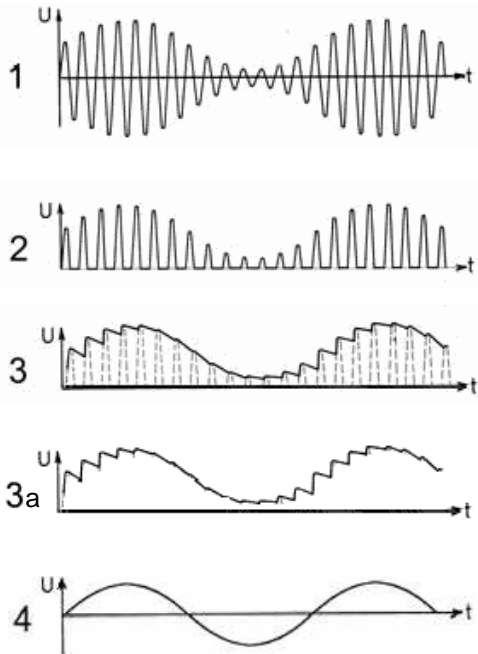
Unmittelbar hinter der Diode würde das Signal, wie in Bild 2 aussehen. Das kann es aber nicht. Es sei denn, mit der Diode wäre die Schaltung zu Ende, und man würde am rechten Bein der Diode messen.

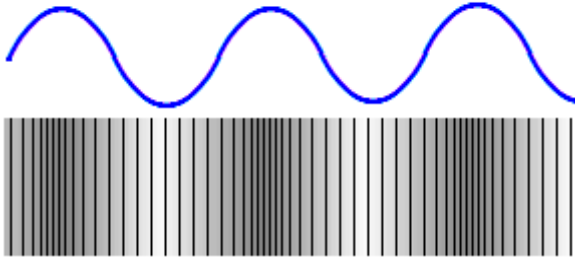
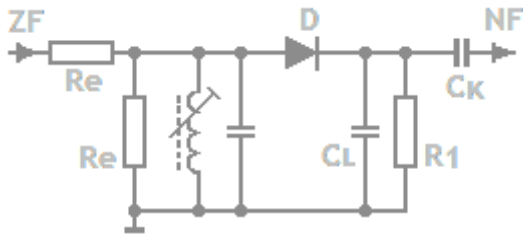
Stattdessen lädt der Kondensator **CL** - der Ladekondensator, die ankommenden positiven Halbwellen auf die Spitzenspannung auf. Das aber hätte ohne den Nivellierungswiderstand **R1** die fatale Folge, daß auch bei Überschreiten der größten HF-Amplitude, nun dieses Niveau vom Kondensator gehalten würde, was eine Gleichspannung ergäbe.

Hier also tut der Widerstand **R1** seine Arbeit. Er zieht das Signal etwas nach unten, bis zum Eintreffen der nächsten Halbwelle. Das sieht dann zwar etwas treppenförmig aus, wirkt sich aber für unser Ohr nicht aus. Denn wer hört schon die ZF-Frequenzen bis 500 kHz? Und der nachfolgende NF-Verstärker könnte das auch nicht.

Über den Koppelkondensator **CK** kann man nun die fertige NF-Sprechwechselspannung entnehmen, die in Bild 3a noch eine Spannung oberhalb der Null-Linie, also eine Gleichspannung mit wechselnder Amplitude war. Ein Zeitglied nennt man das Zusammenspiel des Ladekondensators mit dem Nivellierwiderstand.

Ein zweites größeres Zeitglied mit **Rv** und dem Elektrolyt-Kondensator **+** verhilft zu einer längerzeitigen Gleichspannung, einer Regelgleichspannung.





## FM-Demodulation. (Flankendiskriminator).

Bei Frequenzmodulation drückt sich die Sprechwechselspannung in einer Frequenzänderung des HF-Trägers aus.

Am Empfänger kommt ein Träger an, der im Rhythmus der NF zwischen zwei verschiedenen hohen Frequenzen schwankt. Die Größe der Schwankung entspricht zweimal der höchsten Modulationsfrequenz, also  $2 \cdot 3 \text{ kHz}$  - plus  $2 \cdot$  dem Hub =  $2 \cdot 3 \text{ kHz}$ . Das sind nach Adam, dem Riesen insgesamt  $4 \cdot 3 = 12 \text{ kHz}$ .

Diese Schwankung habe ich mal auf die höchste und niedrigste Frequenz reduziert, im zweiten Bild darzustellen versucht. Blau soll das Modulationssignal sein, darunter die Wirkung auf das FM-Signal.

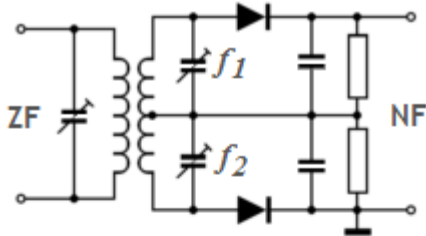
Stellen wir uns vor, wir stellen die Resonanzfrequenz des Schwingkreises z.B. auf die höchste zu erwartende Frequenz innerhalb des Schwankungsbereiches ein. Dann liefert der Schwingkreis bei Eintreffen der eingestellten Frequenz die größte Amplitude, während sich bei niedrigerer Frequenz eine kleinere Amplitude ergibt.

Genau das ist der Trick: Umwandlung der Frequenzmodulation in eine Amplitudenmodulation. Und wie Amplitudenmodulation demoduliert wird, haben wir ja gerade eben kennengelernt.

Für die Prüfung auf einen Nenner gebracht:

Bei dieser Schaltung handelt es sich also um **einen Flankendiskriminator zur Demodulation von FM-Signalen**. Prinzipiell ist der Flankendiskriminator wie ein AM-Demodulator aufgebaut. Mit der variablen Spule wird auf eine Flanke des ZF-Signals abgeglichen. Über ein Zeitglied  $CL-R1$  hinter der Diode gewinnt man das NF-Signal.

Diskriminator - ein fürchterliches Wort, es hat etwas mit diskriminieren zu tun, und meint eine Ungleichbehandlung.

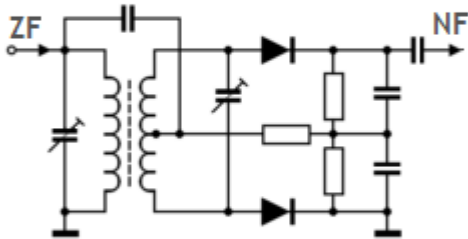


## Gegentakt-Flankendiskriminator zur Demodulation von FM-Signalen.

Ein „doppelter“ Flankendiskriminator. Alles von der vorigen Seite ist doppelt vorhanden. Der eine Schwingkreis hat nun einen Bruder bekommen.

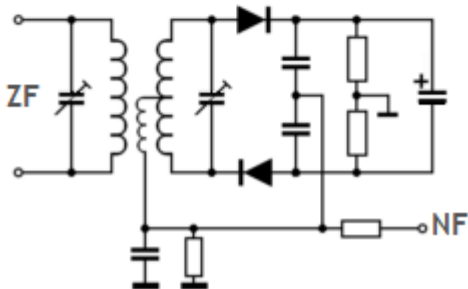
Wir können den einen der Schwingkreise auf eine etwas höhere Frequenz als die Mittenfrequenz der ZF einstellen, und den anderen auf eine etwas niedrigere.

Als Ergebnis liefert diese Schaltung eine größte positive Spannungs-Amplitude, wenn z.B. der obere Schwingkreis positiv gegenüber der Mittenfrequenz verstimmte ist. Und der gegenteilig verstimmte Kreis liefert eine größte negative Spannung. Was wiederum dem NF-Signal entspricht.



## Phasen-Diskriminator zur Demodulation von FM-Signalen.

Die beiden Schwingkreise werden je nach der Frequenzmodulation von einer tieferen oder höheren Frequenz erregt, als es der Resonanzfrequenz entspricht. Das führt zu einer Phasenverschiebung zwischen den beiden Kreisen, die sozusagen phasenverschoben miteinander gekoppelt sind. Eine zusätzliche Amplitudenmodulation ist die Folge. Diese wird, wie üblich über die Dioden und Zeitglieder demoduliert.

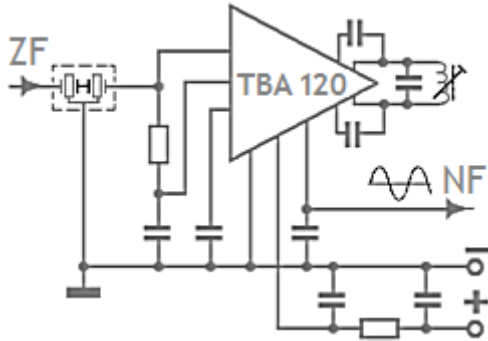


## Ratio-Detektor zur Demodulation von FM-Signalen.

Ratio = Verhältnis und Detektor = Finder. Zusammen ein Verhältnisfinder, nämlich das Verhältnis von 2 verschieden hohen Spannungen, die von zwei gegenpoligen Dioden einer Brückenschaltung stammen. Der Ratiodektor hat vorzügliche Begrenzereigenschaften.

- Merkmale:**
- 1.) NF Ausgang über eine Hilfswicklung des letzten ZF-Filters.
  - 2.) Gegenpolig geschaltete Dioden.

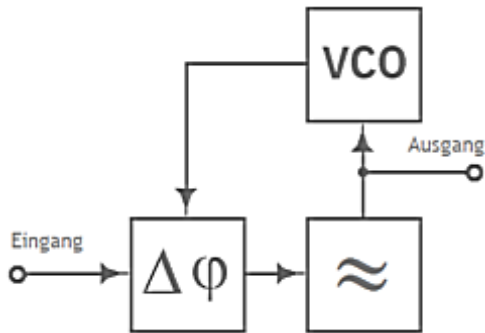
## Begrenzerverstärker mit FM-Diskriminator.



Hier noch der (fast) letzte Schrei. Moderne Geräte sind ohne ICs heutzutage kaum noch denkbar. Aber auch der TBA 120 ist schon weitaus moderneren Baugruppen gewichen. Der war vor 30 Jahren mal das Non-plus-Ultra.

Ohne die Bezeichnungen des ICs und dessen was herauskommt, würde wohl auch kaum ein Fachmann die Schaltung richtig zuordnen: Begrenzerverstärker mit FM-Diskriminator.

Da es aber die einzige, derart komplexe Schaltung ist, merken wir uns das mit Leichtigkeit . . . . .

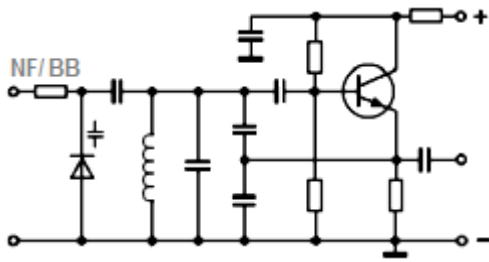


Bei dieser Schaltung handelt es sich um einen **PLL- FM- Demodulator**.

PLL = engl. Phase-Locked-Loop = Phasenrast- Kreis.

Das dürfte in weitestem Sinne, heutigem Stand der Technik entsprechen. Einzelheiten zu PLL-Systemen sind weiter vorn beschrieben.

Die Regelspannung, die den VCO im Rhythmus der FM eigentlich zu einer anderen Frequenz verändern sollte, ist schon das NF-Signal. Diese Regelung des VCO wird schaltungstechnisch unterbunden.



## Modulation: FM-Modulator.

Ein Oszillator mit LC-Schwingkreis. In den frequenzbestimmenden Schwingkreis ist als Teil der Gesamtkapazität eine Kapazitäts-Variations-Diode eingebaut. Mit dem Rhythmus der Sprechwechselfspannung ändert sich ihre Kapazität, und beeinflusst auf diese Weise die Resonanzfrequenz des Schwingkreises.

Um dem Ganzen einen exotischen Anstrich zu geben, hat man hochintelligent das wunderschöne Wort NF-Basis-Band zelebriert.

Ja, wennste nich studiat has, kennste ooch nich soon scheenet Wort. Aber sie haben wenigstens NF-BB drangeschrieben, was man mit NF besser verstünde . .

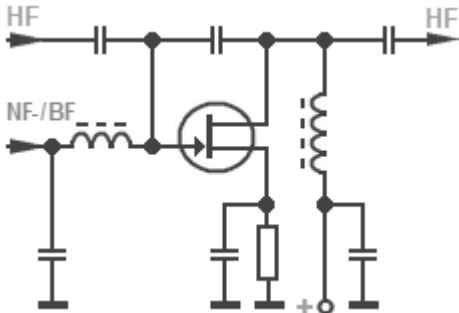
## Phasenmodulator.

Das in den meisten Geräten heutzutage angewendete Verfahren. Es belastet den Oszillator nicht, denn der Phasenmodulator wirkt nicht mehr direkt auf den Oszillator.

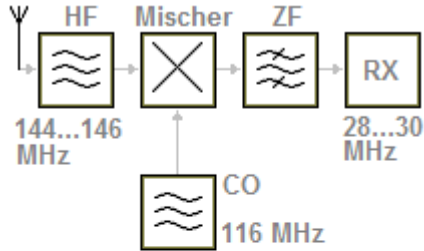
Das hochfrequente Signal ist in der oberen Leitung, vom Oszillator kommend schon vorhanden. Über ein NF-Bandfilter und den Ausgang des FET wird das Phasenverhalten beeinflusst und bewirkt damit Phasenmodulation.

Die Merkmale des Phasenmodulators sind

- 1) der NF- Eingang und
- 2) die schon in der Signalleitung vorhandene Hochfrequenz.



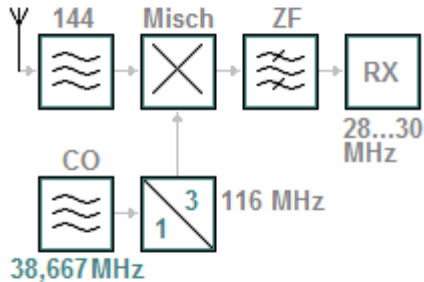
## Konverter, Transverter, Vervielfacher.



Ich hatte es schon beschrieben: Vom Einfach- zum Doppel und Dreifachsuper ist es eigentlich nur ein kleiner Schritt. Wir hatten zum Einfach-Super, einfach einen weiteren Mischer samt zusätzlicher ZF-Stufe, und einen Oszillator hinzugefügt.

Stellen wir uns vor, wir hätten einen Kurzwellenempfänger (1,8 .... 30MHz), und möchten damit das 2-m-Band empfangen. Wir tauschen den KW-Empfänger einfach.

Soll der doch ruhig glauben, er empfinde treu seine 28 MHz - wir wissen es besser: Wir haben ihm einen Täuscher vorgesetzt. Einen Konverter ( konvertibel = umtauschbar). Eine Quarzoszillator-Frequenz mit 116 MHz wird von der Eingangsfrequenz 144 MHz abgezogen:  $144 - 116 = 28$  MHz.



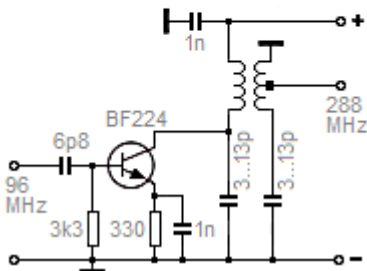
Das glaubt uns der Konverter, und empfängt nun 144 MHz. Drehen wir doch mal am Abstimmknopf des KW-Empfängers. Drehen wir auf 29 MHz. Richtig -  $145 - 116 = 29$  MHz - nun empfangen wir 145 MHz. Unser Nachsetzer (der KW-Empfänger) ist nun zum durchstimbaren UKW-Empfänger von 144 ... 146 MHz geworden.

In der Blockschaltung des Bildes ganz oben, habe ich allerdings ein wenig gemogelt. Denn Quarzkristalle für 116 MHz sind schlicht garnicht herstellbar. Die Frequenz, die für den Quarz in dem zweiten Bild angegeben wird, stellt wohl schon die größtmögliche dar. Es ist deshalb ein Vervielfacher zwischengeschaltet. Ein Verdreifacher.

Der Vervielfacher ist eine Verzerrerstufe. Damit ist gemeint, daß er im nichtlinearen Betrieb arbeitet. Hier ist das der C-Betrieb.

Wir erinnern uns noch, daß der nichtlineare, oder übersteuerte Betrieb, am Ausgang zu Rechtecksignalen führt. Das heißt, daß wunderschöne Oberwellen erzeugt werden. Und genau das ist gewollt. Hier ist es die dritte Harmonische, (228 MHz) die wir mit dem Schwingkreis am Ausgang des Verdreifachers einstellen, um sie dem Mischer zuzuführen.

Es sind vornehmlich die ungeradzahligen Harmonischen, die mit großer Amplitude verfügbar sind. Also die dritte, fünfte, siebente, neunte usw. Harmonische.



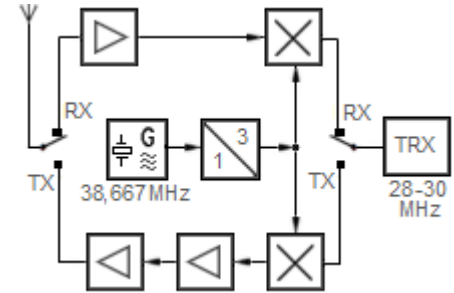
## Transverter (Sende- Empfangs- Umsetzer).

Mit einer sehr kleinen Leistung läßt es sich auch auf 2 m senden, wenn kein 2-m-TRX verfügbar ist (TRX= Transceiver = Sende-Empfänger). Der Kurzwellen TRX ermöglicht auch das, im Zusammenwirken mit einem Transverter.

Das Blockschaltbild ist gegenüber dem Konverter um den Senderzug ergänzt worden. Hinter dem Quarzoszillator **G** wird das Signal verdreifacht, und gleichzeitig an zwei Mischer geschickt. Neu ist nur der untere Teil, der Senderzug.

Wenn mit dem KW-Transceiver (mit gaaanz kleiner Leistung) gesendet wird, bekommt der Senderzug Betriebsspannung. Die Sende-Empfangs-Umschalter stehen dafür auf **TX** (Transmit = Sendung). Das 28-MHz-Signal erreicht die Sendemischstufe, wo es 116 MHz dazu addiert.  $116 + 28 = 144$  MHz!

Die Verstärker-Symbol-Dreiecke zeigen mit ihrem Ausgang in Richtung Antenne. Vom Mischer aus gesehen, folgt eine sog. Treiberstufe, die die Endstufe, die dann folgt, mit entsprechender Signalstärke ansteuern kann. Endstufen brauchen in der Regel schon Ansteuerleistungen im Watt- Bereich.



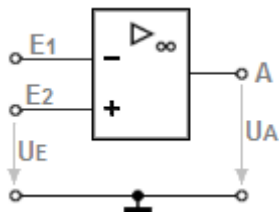
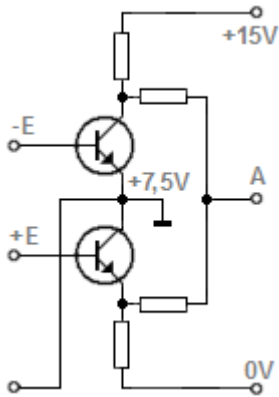
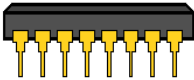
Ein kaum noch angewendetes, veraltetes Konzept.

Es fehlt den Autoren des Fragenkataloges nicht an Phantasie, wenn es darum geht, die Anzahl der Fragen möglichst zu erhöhen. Da zeigen sie dem armen Prüfling, daß sie in Mathematik aufgepaßt haben, und nun soll der Arme die Rechenkunststückchen nachvollziehen. Es könnte ja sein, daß der sich verrechnet. Aber denen werden wir was husten!

Aus dem obigen Blockschaltbild soll der Geplagte herausfinden, welche Vervielfachung die Stufen mit dem A und dem B haben müssen. Das kann doch jedes Kind, also wir auch.

Wir rechnen einfach  $431,1$  geteilt durch  $47,9$  und unser Taschenrechner spuckt  $9$  aus. Wie wird das wohl gehen? Wenn wir  $47,9 \cdot 3$  rechnen, kommt  $143,7$  heraus, und das mal  $3$  ist  $431,1$  MHz. Denn  $3$  mal  $3$  ist  $9$ . Also Verneunfachung, (puuh, da platzt mir der Kragen). Aber so gibt's nun mal: Viele viele bunte Fragen ..- oder Frivol-Tabletten von Dr. Reger - . . .

- Nur echt mit dem echten großen Reger -



## Der Operationsverstärker - Vorbemerkung

Er ist eine komplexe Schaltung auf einem Halbleiterkristallblättchen.

Hier der Versuch, den Aufbau der Eingangsschaltung eines Operationsverstärkers zu erklären. Das Innenleben ist in der Wirklichkeit sehr viel komplizierter ausgeführt. Aber ich glaube, daß mit diesem Bild die einfachste Möglichkeit zum Verständnis erreicht wird.

Das Masse-Potential unserer Spezial-Verständnisschaltung ist auf die Hälfte der gesamten Betriebsspannung gelegt. An den oberen Transistor, der in Emitterschaltung arbeitet, und damit invertierend verstärkt, führt der Eingang (**-E**), der invertierende Eingang.

Der Eingang (**+E**) dagegen, gehört zu dem unteren Transistor. Er wird in Kollektorschaltung als nicht invertierender Verstärker betrieben.

Die Ausgänge beider Transistoren führen über gleichgroße Widerstände zum gemeinsamen Ausgang. Diese Anordnung soll dem darunter befindlichen Blockschaltbild entsprechen.

Diese etwas weitschweifige Erklärung nicht etwa, weil es übermäßig viele Fragen dazu zu beantworten gäbe sondern einfach, weil es der Stand der heutigen Technik ist.

Ein Handfunk-Gerät, das in die Hemdentasche paßt, und dennoch Ressourcen anbietet, die vor 20 Jahren noch undenkbar waren. So etwas ist einfach nur durch die integrierte Technologie machbar.

Da gibt es Geräte, deren Empfangsbereich von Mittelwellen über VHF und UHF bis in den Gigahertz-Bereich reicht. Diese sind dann auch noch sendefähig auf zwei bis drei Bändern - z.B. im VHF und UHF-Bereich. Und das zu einem Preis, der durchaus akzeptabel ist.

Wie gesagt, man kommt aus dem Staunen nicht heraus. Wenn uns jemand vor 30 Jahren prophezeit hätte, was heute selbstverständlich ist - wir hätten den für verrückt erklärt. Und heute läuft Klein-Fritzchen mit seinem Telefon-Handy durch die Gegend, und telefoniert mit Oma in Australien.

Man kann also sagen, daß die gesamte heutige Funk-Technologie auf diesem Fortschritt basiert, und die meisten Fragen des Kataloges wohl nur noch für den Eigenbau-Amateur Geltung haben.

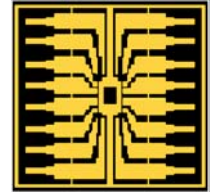


# Der Operationsverstärker

ist eine komplexe Schaltung auf einem Halbleiterkristallblättchen.

Aufbau der integrierten Schaltung eines Operationsverstärkers. Rechts das Innenleben, dessen eigentlicher Chip das mittlere kleine schwarze Rechteck ist. Mit hauchdünnen Drähtchen wird es mit den umliegenden Beinchen verbunden. Links ein Denkmodell, das nur die Funktionsweise erklären soll.

Die Wirklichkeit ist erheblich komplizierter.



Der Versorgungsspannungsbereich  $U_B$  reicht von + 3 Volt bis + 15 Volt.

Diese Gleichstromgekoppelten Verstärker haben keine weiteren Bauteile zwischen den einzelnen Verstärkerstufen. Über die integrierten Widerstände gelangt an den Eingangstransistor die kleinste Spannung. Sie wird in den Folgestufen immer größer, damit die Arbeitspunkte jedes Transistors richtig eingestellt sind.

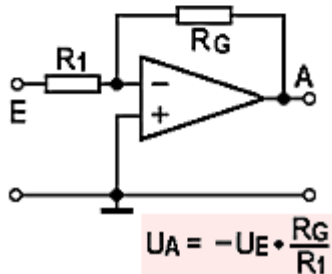
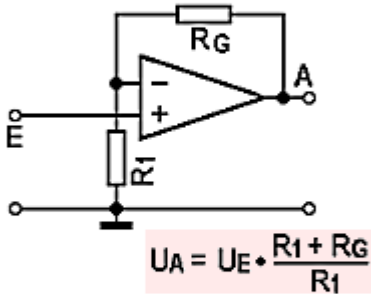
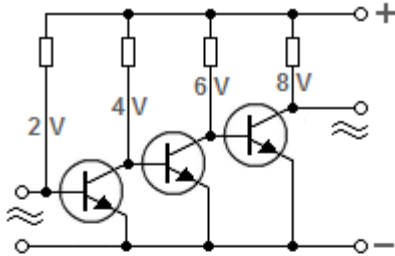
Das sorgt für **extreme Linearität** der zu verstärkenden Signale.

Denn die in diskret aufgebauten Stufen notwendigen Basis-Spannungsteiler sind im Zusammenwirken mit den Koppelkondensatoren Zeitglieder, die hier entfallen.

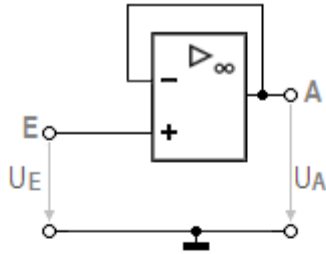
Sie erreichen eine **hohe Verstärkung** durch Kaskadierung mehrerer Transistoren. Die Eigenschaften des Op-Amp hängen weitgehend von der äußeren Beschaltung ab. Durch die Dimensionierung des Gegenkopplungs-Widerstandes ( $R_G$ ), im Verhältnis zum Widerstand ( $R_1$ ) kann eine gewünschte Verstärkung eingestellt werden.

Zwei Prinzipschaltungen mit zugehöriger Formel erklären das. Die Anschlüsse sind:

- 1.) der Eingang (-) des invertierenden Verstärkers, der wie ein Transistor in Emitter-schaltung, das Eingangssignal invertiert zum Ausgang abgibt.
- 2.) der Eingang (+) des nichtinvertierenden Verstärkers, der wie ein Transistor in Kollektorschaltung arbeitet. (Die Anschlüsse für Betriebsspannung sind weggelassen).
- 3.) Der Ausgang (A) natürlich.



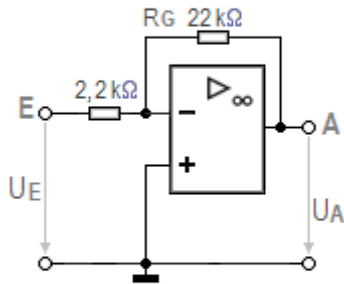
# Operationsverstärker in unterschiedlichem Einsatz.



TC712

Der Eingangswiderstand ist sehr hoch. Der Ausgangswiderstand ist niedrig. Die Spannungsverstärkung ist gleich eins. Der invertierende Eingang ist mit dem Ausgang direkt verbunden. Der Verstärker arbeitet deshalb wie ein Emitterfolger, und er liefert ein nichtinvertiertes Ausgangssignal.

**Nicht invertierender Verstärker: Verstärkung = 1**



TC713

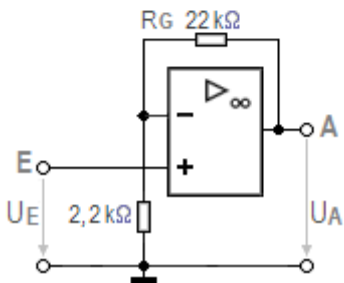
$$U_A = -U_E \cdot \frac{R_G}{R_I}$$

Der nichtinvertierende Eingang (+) ist kurzgeschlossen. Es arbeitet also nur der invertierende Verstärker wie eine Emitterschaltung.

Das Verhältnis der beiden Widerstände bedingt eine 10-fache Verstärkung.

Bei dieser zehnfachen Verstärkung sei eine Spannung von **+1V** am Eingang (-). Dann steht am Ausgang eine Spannung von **-10V**.

**Invertierender Verstärker: Verstärkung = Widerstandsverhältnis**



TC714

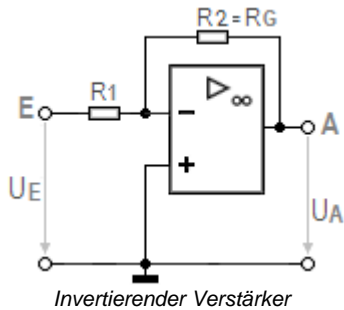
$$U_A = U_E \cdot \frac{R_I + R_G}{R_I}$$

Der invertierende Eingang ist über das Verhältnis der beiden Widerstände auf 10 : 1 eingestellt. Die Verstärkung ist gleich 11. Der Verstärker arbeitet als nicht invertierender Verstärker.

Bei dieser 11-fachen Verstärkung sei eine Spannung von **+1V** am Eingang (-). Dann steht am Ausgang eine Spannung von **+11V**.

**Nicht invertierender Verstärker: Verstärkung = Widerstandsverhältnis + 1**

## Operations-Verstärker-Aufgaben - Invertierend - Nichtinvertierend :



TC715 Der Eingangswiderstand der folgenden Operationsverstärkerschaltung soll  $1\text{ k}\Omega$  betragen, und es wird eine Spannungsverstärkung von 20 erwünscht. Wie groß muß der Rückkopplungswiderstand  $R_G$  sein ?

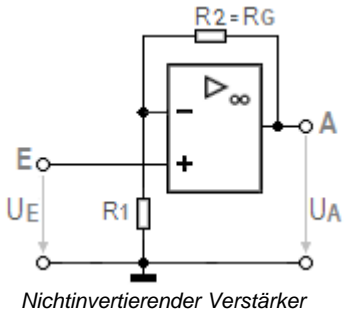
Antwort: zirka  $20\text{ k}\Omega$

$$U_A = -U_E \cdot \frac{R_G}{R_1}$$

Der invertierende Eingang ist über das Verhältnis der beiden Widerstände auf 20 : 1 einzustellen.

Der Verstärker arbeitet als **invertierender Verstärker**, denn er wird am Eingang (-) angesteuert.

Bei dieser 20-fachen Verstärkung sei eine Spannung von **+0,1V** am Eingang (-). Dann steht am Ausgang eine Spannung von **-2V**.



TC717 Welche der folgenden Operationsverstärkerschaltungen arbeitet als nichtinvertierender Spannungsverstärker richtig ?

$$U_A = U_E \cdot \frac{R_1 + R_G}{R_1}$$

Der invertierende Eingang wird über das Verhältnis der beiden Widerstände auf die gewünschte Verstärkung eingestellt.

Der Verstärker arbeitet als **nichtinvertierender Verstärker**, denn er wird am Eingang (+) angesteuert.

Beispiel:  $R_1$  habe  $1\text{ k}\Omega$  und  $R_G = 20\text{ k}\Omega$ :

Bei einer 21-fachen Verstärkung sei eine Spannung von **+0,1V** am Eingang (+). Dann steht am Ausgang eine Spannung von **+2,1V**.

## Der Oszillator.

Das Wort oszillieren bedeutet schwingen, pendeln. Der Oszillator ist ein Schwingungserzeuger. In der Elektronik wird er auch Generator genannt.

Wenn man ein Pendel anstößt, dann vollführt es eine Anzahl von Schwingungen, die langsam abklingen - bis sie endlich ganz zum Erliegen kommen. Dieses *angestoßen werden*, und danach *abklingen* nennt man eine gedämpfte Schwingung. Der Vorgang ist in dem zweiten Bild gezeigt und entspricht dem, was ein Verstärker tut, den man einfach nur einschaltet. Wir Normalverbraucher merken das gedämpfte Schwingen aber nicht, denn der Vorgang dauert nur einige Nanosekunden.

Um aber eine ungedämpfte Schwingung zu erhalten, bedarf es eines stetigen weiteren Anstoßens.

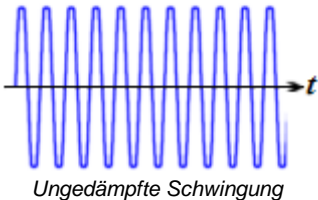
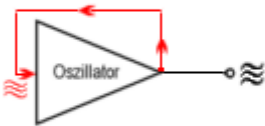
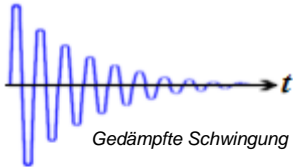
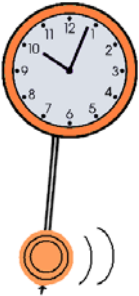
Etwa, wie wenn der Vater die Schaukel, mit seinem Kind immer und immer wieder anstößt, wenn sie wieder bei ihm ankommt. Er muß es also im richtigen Moment tun. Und das ist bei einem elektronischen System nicht anders.

Der Verstärker muß phasenrichtig angestoßen werden, so der Fachausdruck für den richtigen Moment.

Das ist schaltungstechnisch sicher zu stellen. Weil wir es mit einem Verstärker zu tun haben, aus dem hinten mehr herauskommt, als man vorne hineinstecken muß, ist dies eine elegante Möglichkeit des Vater-Ersatzes. Das nebenstehende Bild des Oszillators zeigt den Vorgang.

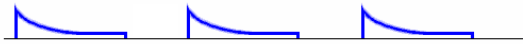
Ein Teil der Spannung der verstärkten Schwingungen wird zum Eingang des Oszillators zurückgeführt, was als Rückkopplung bezeichnet wird. Der größere restliche Spannungsanteil kann am Ausgang des Oszillators abgenommen werden. Das bedingt natürlich eine Verstärkung, die größer als 1 sein muß, also sowohl das Rückkopplungs- als auch das Nutzsignal bereitstellt.

Das Ergebnis der bisherigen Überlegungen sehen wir dann im untersten Bild. Die Schwingungen bleiben unverändert mit der gleichen Amplitude (Schwingsweite = Pendelausschlag), bis wir den Stecker aus der Dose ziehen.



# Stabilität der Schwingungen des Oszillators.

Er ist ein äußerst sensibles Gebilde. Die kleinste Unaufmerksamkeit, - und er fängt sofort an, zu jaulen.



Chirp - so nennt man es, wenn jedes Morsezeichen zunächst mit einem zu hohen Ton beginnt. Nach sehr kurzer Zeit wird der Ton „normal“ - aber das geht die ganze Zeit lang so....

Die Ursachen sind :

- 1.) Zu schwache Stromversorgung. Im Moment des Beginns einer Tastung benötigt die Endstufe des Senders den meisten Strom, - einen Anlaufstrom. Kurzzeitig sinkt dadurch die Versorgungsspannung.
- 2.) Es muß dafür gesorgt werden, daß eine stabile Stromversorgung gewährleistet ist. Ein separates Klein-Netzteil wäre vorteilhaft. Wenn der Oszillator selbst getastet wird, passiert aber das gleiche.

Frequenzstabilität ist das A und O eines Oszillators. Die immer engere Belegung der Frequenzbänder ruft zwingend danach. Und der technische Fortschritt, in Verbindung mit herangereiften Erkenntnissen schaffen die erforderlichen Möglichkeiten. Der größte Feind eines stabilen Oszillators ist die sich entwickelnde Wärmeänderung innerhalb seines Gehäuses. Schon die Dimensionierung der notwendigen Widerstände spielt eine wichtige Rolle. Denn ein Widerstand der mit  $\frac{1}{2}$ -Watt belastbar ist, - obwohl er elektrisch nicht unterdimensioniert ist, - wird wärmer als der gleiche Widerstandswert, der aber mit 1-Watt belastbar ist.

Frequenzbestimmende Bauteile, wie besonders der Schwingkreis, sollten so weit wie möglich, von Wärme erzeugenden Bauteilen ferngehalten werden. Der Transistor sollte mit der kleinstmöglichen Leistung betrieben werden, denn er erwärmt sich dann auch weniger.

Die Schwingkreis-Spule sollte sich bei Erwärmung so wenig, wie möglich verändern. Sie wird bei Erwärmung normalerweise länger, und ihr Durchmesser vergrößert sich. Die Folge ist eine Frequenzdrift zu tieferen Frequenzen. Man kann das zwar nicht ganz vermeiden, aber in gewissem Maß verringern. Indem man die Spule sehr stramm auf einen Keramik-Körper wickelt, und mit einem Kleber ihre Windungen festlegt, und darüber hinaus, die ganze Einheit künstlich altert.

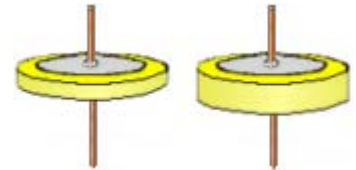
Künstliches Altern bewirkt eine Materialmüdigkeit, die dem „Änderungswillen“ des Materials entgegenwirkt. Das betrifft alle Bauteile des Oszillators und besonders auch den Schwingkreis-Kondensator. Abwechselnd wird das ganze Gebilde in Kühlschranks und Backofen von ca.  $-10^{\circ}$  bis ca.  $+50^{\circ}$  Celsius gebracht. Diese Temperaturschocks sind so ca. 20-mal zu wiederholen, und wirken schon kleine Wunder.

## Stabilität.

Alle Bemühungen sind vergebens, wenn die Bauteile ihre Position ändern könnten, weil damit eine kapazitive Änderung einherginge. Sie müssen also stabil eingebaut sein. Und auch das Gehäuse um sie herum darf sich aus dem gleichen Grund durch Wärmeeinwirkung nicht verändern. Denn auch das würde kapazitive Änderung der frequenzbestimmenden Bauteile, und damit eine Frequenzänderung bedeuten.

## Temperaturkompensation nochmals angesprochen:

In Schwingerschaltungen die Hochfrequenz erzeugen, baut man einen Schwingkreiskondensator mit negativem TK ein. Dieser verändert bei Erwärmung seinen Wert zu geringerer Kapazität. Und das geht so: Die typischen  $C_s$ , die in Schwingkreise eingebaut sind, haben Metallbeläge auf beiden Seiten eines Keramikplättchens.



Bei der Herstellung werden die Keramik-Moleküle dann so ausgerichtet, daß das Plättchen vorwiegend "dicker" wird. Die Metallbeläge bekommen damit bei Erwärmung einen größeren Abstand voneinander = und die Kapazität sinkt !

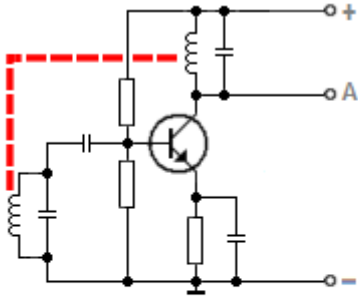
Die Spule hat also eine Frequenzdrift nach unten zur Folge, und der Kondensator gleichzeitig in der Frequenz nach oben. Selbst Quarzoszillatoren unterliegen noch einer - wenn auch sehr geringen Temperaturabhängigkeit. Auch bei ihnen wird Temperaturkompensation angewendet, wenn es sich um hochwertige Quarzoszillatoren handelt.

## Namen

Man hat den verschiedenen Bauarten von Oszillatoren in der Regel den Namen dessen gegeben, der die Bauart erfunden hat. Ausnahme: Der ECO-Oszillator, ein Elektronengekoppelter Oszillator.

Wir finden: Huth-Kühn Oszillator,  
Meißner-Oszillator,  
Colpitts-Oszillator,

Clapp-Oszillator,  
Eco-Oszillator,  
Drake-Oszillator usw.....



## Unbeabsichtigte Rückkopplung.

Durch ungünstige Anordnung der Bauteile kommt es zur Rückkopplung des am Ausgangsschwingkreis starken Signals, zurück zum Eingang. Die Streufelder beider Spulen koppeln zueinander. Die Verstärkerstufe wurde dadurch zum Oszillator.

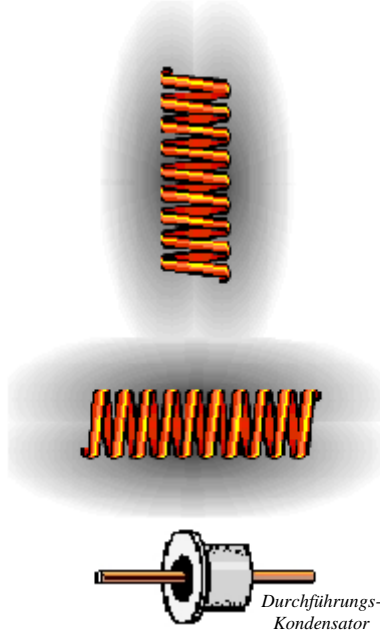
Weil diese Art der Rückkopplung einem Huth-Kühn-Oszillator entspricht, spricht man vom Huth-Kühn-Effekt.

Die rote Linie zeigt induktive Kopplung zwischen Ein- und Ausgangskreis. Es gibt diese Art der Rückkopplung aber auch tatsächlich gewollt, im erwähnten Huth-Kühn Oszillator. Er wird in den Fragen jedoch nicht behandelt.

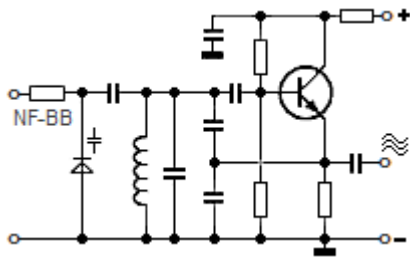
Die Spulenachsen werden z.B. deshalb rechtwinklig zueinander angeordnet, um eine möglichst geringe Kopplung ihrer Magnetfelder zu erreichen. Abschirmung des Eingangs- vom Ausgangskreis ist ohnehin anzustreben. (Kammerbauweise).

Auch die in das Gehäuse führenden Anschlüsse (Stromversorgung etc.) werden davor geschützt, daß sich Hochfrequenz auf ihnen niederläßt, und andere Einheiten beeinträchtigt. Das Nutzsignal wird in einer abgeschirmten Leitung nach außen geführt.

Sogenannte Durchführungskondensatoren legen die HF vor dem Verlassen des Gehäuses an Masse. Sie bestehen aus einem in die Gehäusewand eingelassenen kurzen Röhrchen für die Masseverbindung. Der nach außen führende Anschlußdraht bildet mit dem Röhrchen den Kondensator. Eine HF-Drossel innerhalb des Gehäuses vervollständigt diese Anordnung.



## Verschiedene Oszillatorschaltungen.

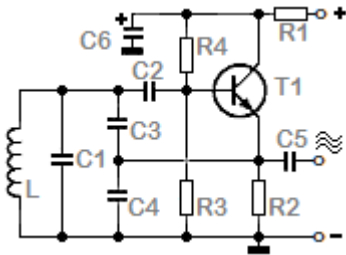


Das erste Bild ist ein Dreipunkt-Oszillator. Es ist erweitert mit einer Kapazitätsdiode um Frequenzmodulation zu ermöglichen.

Die NF vom **NF-Basis-Band** verändert die Frequenz des Oszillator-Schwingkreises, indem sie die zugehörige Kapazitätsdiode steuert.

Der einzige Hinweis auf dieses Verhalten ist in der Fragestellung das **NF-Basisband**.

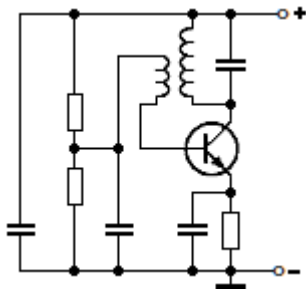
Natürlich ist diese Bezeichnung schon wieder zur Verunsicherung des „dummen Prüflings“ in die Welt gesetzt worden, denn bislang wußten „*noch dümmere*“, was mit NF gemeint war.



## Kapazitiv rückgekoppelter Dreipunkt-Oszillator.

Hier ist es ein ähnlicher wie der vorige. Ein Emitterfolger mit Arbeitswiderstand R2 in der Emitterleitung - R1 und C6 stabilisieren die Versorgungsspannung - L, C1, C3 und C4 bilden den Parallelschwingkreis - C2 und C5 sind Koppelkondensatoren - R3 und R4 Basis-Spannungsteiler - Rückkopplung vom Emitter zum HF-Spannungsteiler C4/C3.

Die Schaltung kennen wir schon, sie hat darüber hinaus keine Besonderheiten. Dreipunkt-Oszillatoren haben 3 Anschlüsse an ihrem Schwingkreis.



Bei dieser Schaltung handelt es sich um

Antwort: einen induktiv rückgekoppelten LC-Oszillator in Emitterschaltung.

## Ein Meißner-Oszillator.

Merkmale:

1) Induktive Rückkopplung mit Koppelspule, deren Annäherung an den Schwingkreis, den Grad der Kopplung festlegt. Zur phasenrichtigen Rückkopplung „verdreht“ angeordnet.

2) L und C = LC-Oszillator



## Die Funktionen der Bauteile eines Oszillators.

Zunächst: Es handelt sich um einen kapazitiv rückgekoppelten Dreipunkt-Colpitts-Oszillator. (Der Schwingkreis hat drei Anschlüsse).

Beginnen wir mit der Spannungszuführung ganz oben:  
Dazu gehören R1, D1, C6 und C7.

R1 bildet sozusagen einen Puffer zur äußeren Spannung, und ermöglicht D1 der Zenerdiode, der gesamten Schaltung eine kleinere, stabile Spannung zuzuführen.

C6 und C7 stabilisieren diese Spannung, die über die Widerstände R4 und R3 als Basisspannungsteiler den Arbeitspunkt für T1 festlegen.

Den Schwingkreis bilden L, C1, C2, C3 und C4.

L ist die Schwingkreisspule

C1 der von außen einstellbare Drehkondensator zur Frequenz-Abstimmung.

C2 ein Trimmkondensator zur groben Frequenz-Voreinstellung.

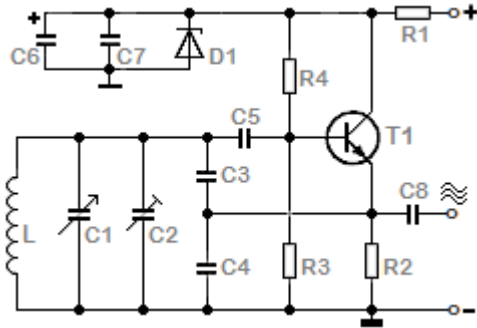
C3 und

C4 dosieren die vom Emitter kommende Rückkopplungsspannung, die über den Koppelkondensator C5 der Basis zugeführt wird.

C5 ist der Koppelkondensator der auch verhindert, daß die Basis-Gleichspannung über die Spule L kurzgeschlossen wird.

R2 ist der Arbeitswiderstand des Emitterfolgers.

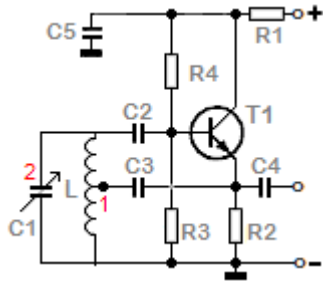
C8 ist der Auskoppelkondensator, zur Entnahme des Nutzsignals. Ihm sollte eine Pufferstufe folgen, damit der Oszillator stabil arbeiten kann.



Colpitts-Oszillatoren benutzen kapazitive Rückkopplung.

Hartley  
induktive Rückkopplung.

Meißner  
induktive Rückkopplung  
über eine Koppelspule.

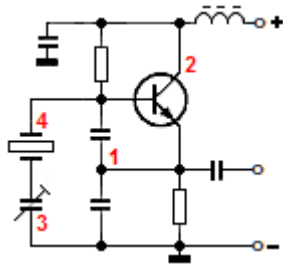


Bei dieser Schaltung handelt es sich um  
 Antwort: einen LC-Oszillator in induktiver Dreipunktschaltung.

Merkmale:

- 1) Induktive Rückkopplung mit Spulen-Anzapfung
- 2) L und C : LC-Oszillator

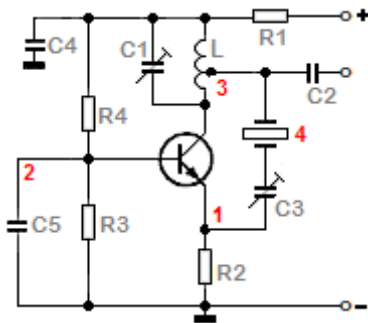
Ein Emittterfolger mit Arbeitswiderstand R2 in der Emittterleitung - R1 und C5 stabilisieren die Versorgungsspannung - L, und C1 bilden den Parallelschwingkreis - C2, C3 und C4 Koppelkondensatoren - R3 und R4 Basis-Spannungsteiler - Rückkopplung vom Emittter zum L-C-Schwingkreis.



Bei dieser Oszillatorschaltung handelt es sich um einen kapazitiv rückgekoppelten Quarz-Oszillator in Kollektorschaltung, in der der Quarz in seiner Grundschwingung betrieben wird.

Merkmale:

- 1) Kapazitive Rückkopplung zwischen 2 Cs des Schwingkreises vom Emittter.
- 2) Kollektorschaltung. 3) Parallelresonanz. 4) Quarzoszillator.



Bei dieser Oszillatorschaltung handelt es sich um einen kapazitiv rückgekoppelten Quarz-Colpitts-Oszillator in Basisschaltung, in der der Quarz in Serienresonanz betrieben wird.

Merkmale:

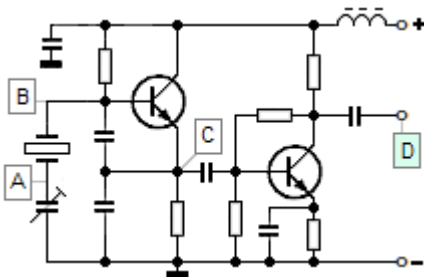
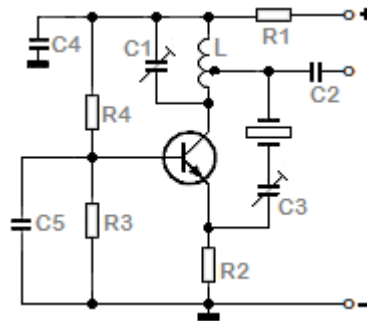
- 1) Kapazitive Rückkopplung vom Emittter über C3.
- 2) Basisschaltung: Die Basis liegt über C5 für die HF an Masse.
- 3) Serienresonanz. (In Serie zum Schwingkreis)
- 3) Quarzoszillator.

Weitere Fragen aus dem Prüfungsfragen-Katalog:

Ist die folgende Schaltung als Oberton-Oszillator geeignet ?

Antwort: Ja, wenn der Schwingkreis für eine der Obertonfrequenzen des Quarzes ausgelegt wird.

Oberton-Oszillator = Der Quarz schwingt auf einer Vielfachen seiner Grundfrequenz.



Für die Messung der Oszillatorfrequenz sollte der Tastkopf hier vorzugsweise am Punkt

Antwort: D angelegt werden.

Quarzoszillator mit Pufferstufe.

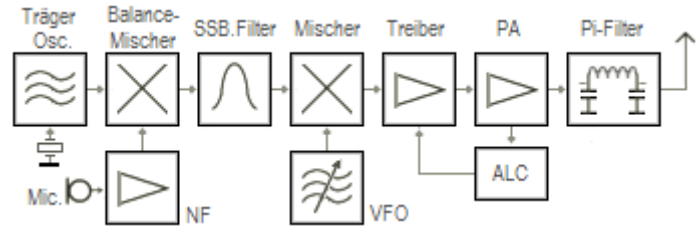
Messungen an den Punkten A, B und C würden den Oszillator unzulässig belasten, und die Resonanzfrequenz des Oszillators verfälschen.

An Punkt D hingegen sorgt die nachgeschaltete Pufferstufe für eine exakte Meßmöglichkeit.

# Sender.

Nachdem wir nun fast alles über die einzelnen Stufen eines KW-Senders besprochen haben, wollen wir es zusammenfassend nochmals Revue passieren lassen.

Ganz links haben wir den Quarzoszillator, dessen Quarzkristall wahlweise auf 9,0015 MHz oder auf 8,9985 MHz schwingt. Der Grund für diese Umschaltung liegt in dem SSB-Filter (Seitenband- oder Einseitenbandfilter).



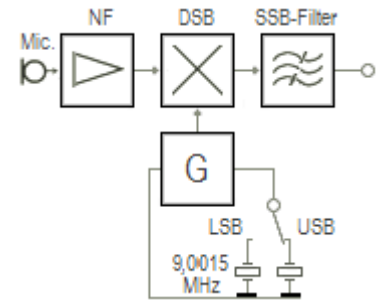
Der Balancemodulator stellt ja ein DSB-Signal (Doppelseitenband) zur Verfügung.

Darin sind ca. 3 kHz für das obere, und 3 kHz für das untere Seitenband enthalten.

Und das SSB-Filter soll daraus eines der Seitenbänder herausfiltern, und das gewünschte durchlassen. Das Filter muß also sehr exakt nur ca. 3 kHz durchlassen. Das macht eine aufwendige Bauweise notwendig. Deshalb sind solche Quarzfilter eben auch teuer, und nur durch Massenfertigung ist ihr Preis noch hinnehmbar.

Man hat aus diesem Grund nur Filter mit wenigen Standardfrequenzen, wie 9 MHz oder 10,7 MHz gebaut. Und da sie eine Bandbreite von 3 kHz haben, geht ihr Durchlaß - (beim 9-MHz-Filter) von 8,9985 bis 9,0015 MHz.

Stelle ich nun den Generator auf die obere Frequenzgrenze des SSB-Filters ein, dann läßt es das untere Seitenband durch, im anderen Fall kommt das obere Seitenband zum Tragen.



Das gewünschte Seitenband erreicht nun im weiteren Verlauf eine ganz normale Mischstufe, wie man sie auch in Empfängern antrifft. Hier wird mit einem VFO-Signal gemischt, um schon auf die endgültige Sendefrequenz zu gelangen. In den heutigen modernen Transceivern dürfte das ein PLL-System sein.

Das gewonnene Sendesignal hat mit einigen Milliwatt, bis hierher nur eine kleine Leistung. Eine sogenannte Treiberstufe - das ist etwa ein HF-Verstärker, wie er im Abschnitt „SSB-Verstärker, Endstufe“ beschrieben ist, verstärkt das Signal zum Ansteuern der PA (Power Amplifier = Leistungsverstärker).

Die ALC (Automatic Level Control = Automatische Leistungsbegrenzung) ist in die Endstufe integriert, die ein Herabregeln der Treiberstufe bewirkt, wenn Übersteuerung droht. Jetzt muß das Signal vor der Antenne noch einen Tiefpaß durchlaufen.

## Pi-Filter.

Das Pi-Filter hat seinen Namen der Tatsache zu verdanken, daß es wie das griechische  $\pi$  aussieht. Es ist gleichzeitig ein Tiefpaß, und ein Anpaßglied.

Die Tiefpaßeigenschaft ist uns schon vertraut, gleich zwei Kondensatoren gegen Masse ergeben sogar einen größeren Effekt, als ein „einbeiniger“ Tiefpaß. Und dieser große Effekt ist sehr erwünscht - gibt es doch Vorschriften, nach denen die Oberwellenleistung klar einzuschränken ist.

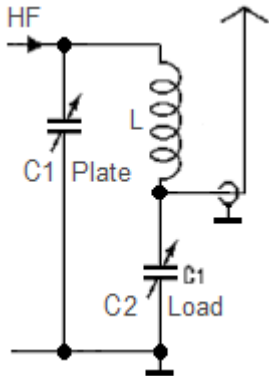
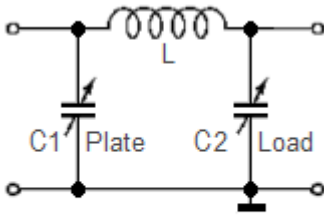
Das Anpaßverhalten des Pi-Filter ist ebenfalls extrem wichtig. Sender haben Ausgangsimpedanzen, die mit der Impedanz des Koaxkabels nicht vereinbar sind. So haben Röhrenendstufen eine Impedanz von mehreren hundert Ohm, im Gegensatz zu Transistor-Endstufen mit - wenn es hoch kommt, wenigen Ohm.

Wie das Pi-Filter das unter einen Hut bringt, hatte ich schon mal beschrieben:

Diese Umzeichnung der Ausgangsschaltung illustriert die Funktionsweise des Pi-Filters. Sie zeigt, daß C1 und L einen Parallelschwingkreis ergeben, und mit C2 „nur“ eine Auskoppel-Anpassung zur Antenne hergestellt wird. Ist dieser Parallelschwingkreis hochohmig, weil in Resonanz, dann geht der Anodenstrom mit einem deutlichen „Dip“ zurück.

Man beginnt das Abstimmen des Schwingkreises mit Cplate (C 1), - Plate = Fläche, Anodenblechplatte. Und man beginnt bei hineingedrehten Kondensatoren (tiefste Frequenz), damit man nicht versehentlich auf einer Harmonischen landet. Denn auch das würde einen Anodenstrom-Dip ergeben.

Danach wird „Leistung ausgekoppelt“, d.h. ein höherer Anodenstrom mit C 2, - Load = Last, = Lastwiderstand eingestellt, bis nur noch ein „Dip“ von ca. 10% verbleibt. Die Einstellung mit den beiden Kondensatoren ist mehrfach zu wiederholen, weil die Einstellung des einen, - diejenige des anderen Kondensators jeweils beeinflusst.



## Die Antenne.

Sie soll unser Sendesignal zur fernen Empfangsstation transportieren. Und damit sie das kann, muß man sie kennen. Der Antenne muß das "Futter" in Form der hochfrequenten Welle mundgerecht zugeführt werden. Wie unterschiedliche Tierarten auch unterschiedlicher Fütterungsmethoden bedürfen, müssen unterschiedliche Antennenarten speziell gespeist werden.

## Symmetrisch / Unsymmetrisch.

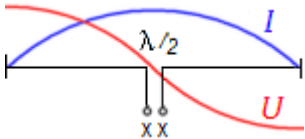
Eine Antenne ist dann symmetrisch, wenn sie aus zwei gleichlangen, gleichgeformten Drähten besteht. Wie etwa der Halbwellendipol. Die beiden Drähte sind je  $\frac{1}{4}$  Wellenlänge lang. In der Mitte, bei XX wird die Speiseleitung angeschlossen. Und, weil der Halbwellendipol symmetrisch ist, verträgt er auch nur eine symmetrische Speisung. Mit symmetrischen Speisesystemen wollen wir uns aber später befassen.



Unsymmetrische Antennen haben nicht diese Gleichheit der Strahlerhälften. Wir finden sie zum Beispiel als Groundplane-Antenne. Ein vertikaler  $\frac{1}{4} \lambda$  Strahler, dessen zweite Hälfte aus mehreren horizontalen  $\frac{1}{4} \lambda$  Stäben besteht. Eine Variante der Groundplane hat einen  $\frac{5}{8} \lambda$  langen Strahler und ebenfalls mehrere horizontale  $\frac{1}{4} \lambda$  Stäbe.

Die Gruppe der Vertikal-Strahler ist wohl generell als unsymmetrisch einzustufen. Über unsymmetrisches Koaxialkabel ist ihre Speisung in der Regel unproblematisch.

## Halbwellendipol:



Die Impedanz (der Fußpunktwiderstand), oder Anschlußwiderstand eines solchen mittengespeisten Halbwellendipols bei mindestens einer Wellenlänge über dem Boden beträgt ungefähr  $75 \Omega$ .

Am Ende einer Leitung kann kein Strom fließen. So bildet sich denn auch am Ende der Halbwelle ein **Stromknoten I**, und ein **Spannungsbauch U** aus, und in der Mitte kehren sich die Verhältnisse um. Die Bezeichnungen (Knoten und Bauch) haben sie von ihrem Aussehen, und sollen viel oder wenig Strom bzw. Spannung bedeuten.

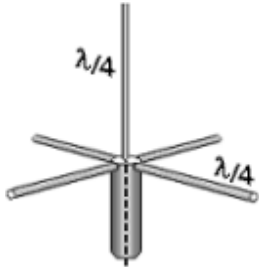
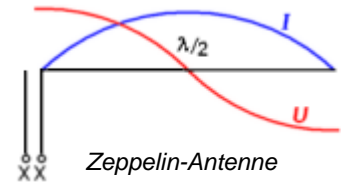
### **Strom** und **Spannung**

Wo viel Strom und wenig Spannung ist, hat man es mit kleinem Widerstand zu tun. Da sind es, je nach Aufbauhöhe ungefähr 60 bis  $75 \Omega$ . Zu den Enden hin verändert sich die Impedanz zu immer höheren Werten. Dort finden wir ca. 500 bis  $800 \Omega$  vor.

Wenn diese Antenne in der Mitte, im Strombauch gespeist wird, nennt man sie Stromgespeist, und damit niederohmig am Anschlußpunkt XX.

Ein Dipol wird spannungsgespeist, wenn an seinem Einspeisepunkt ein Spannungsbauch und ein Stromknoten liegt. Er ist dann hochohmig. Diesen Fall treffen wir bei der sogenannten Zeppelin-Antenne an.

Wie ein Zeppelin, der von den links angebrachten Halteseilen gehalten wird, sieht sie aus. Und weil sie mit den Spreizern, die die Drähte der Speiseleitung auf definiertem Abstand halten, aussehen wie eine Hühnerleiter, nennt man die Leitung auch so.



## Die Groundplane und ihre Verwandten.

Bei der Groundplane haben wir es, wie schon gesagt, mit einer unsymmetrischen Antenne zu tun. Sie, und viele ihrer Artgenossen, können in vielen Fällen direkt an ein Koaxialkabel angeschlossen werden.

Der Eingangswiderstand einer Antenne zeigt sich bei der Resonanzfrequenz bei richtiger Anpassung im wesentlichen als reeller Widerstand. Deshalb kann ersatzweise ein Last-Widerstand (Dummy-Load = Kunstantenne) z.B. zu Meßzwecken, anstatt der Antenne angeschlossen werden.

Wir schauen uns das Diagramm einer Antenne an:

Es ist in der Mitte aufgeschnitten. Die räumliche Vorstellung ist ein Fahrradreifen, der eng um den Antennendraht gewickelt ist. Das Bild zeigt das Diagramm einer vertikalen Antenne. Für Horizontal-Antennen gilt ein Diagramm, das um 90° gedreht ist.

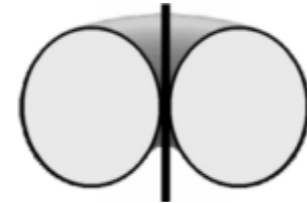


Diagramm einer vertikalen Antenne

## Die Länge einer Antenne.

Die elektrische Länge einer Dipolantenne muß ein ganzzahliges Vielfaches von  $\lambda/2$  betragen: ( $n \cdot \lambda/2$ ,  $n = 1, 2, 3...$ ).

Mit "elektrische Länge" ist die Länge gemeint, die die Antenne hat wenn sie in Resonanz ist. Durch Umgebungseinflüsse bekommt sie eine zusätzliche kapazitive Belastung, so, als wenn man ihr einen Kondensator parallel geschaltet hätte.

Das Ergebnis der kapazitiven Belastung: Die Resonanzfrequenz der Antenne "rutscht" nach unten. Die Antenne ist zu lang geworden. Um sie wieder auf die Sollfrequenz zu bringen, muß sie verkürzt werden. Nicht nur Antennen geht es so, sondern auch Kabel bedürfen einer Verkürzung, wie wir noch sehen werden.

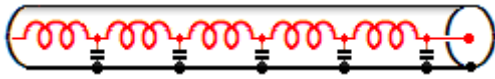
## Der Weg übers Kabel zur Antenne.

Heutige Transceiver haben zum Anschluß des Antennenkabels eine Buchse für ein Koaxialkabel. Behördlicherseits gebietet das auch eine Vorschrift, weil Funkmeßdienste nicht für alle möglichen exotischen Konfigurationen mit ebenso exotischem Meßgerät ausgerüstet sein können.

Koaxialkabel sind auch schon deshalb von Vorteil, weil sie eine Außenabschirmung besitzen. Unter der Voraussetzung, daß sie nicht grob fehlangepaßt sind, strahlen sie selbst nur verschwindend wenig vom Nutzsignal in ihre Umgebung. Gerade in Ballungsgebieten ist das ein nicht zu unterschätzender Vorteil.

Es gibt im Handel eine Anzahl sehr unterschiedlicher Koaxialkabelsorten. Beginnend mit Außendurchmessern von ca. 2,5 mm für die Verbindung einzeln abgeschirmter Geräte-Einheiten innerhalb eines Transceivers zum Beispiel. Dann geht es weiter mit solchen, die noch relativ dünn sind, bis zu immer hochwertigeren Sorten.

Die Qualität eines solchen Kabels wird bestimmt von einigen zu beachtenden Faktoren. Sowohl die Abschirmung als auch der Innenleiter haben zum ersten einen reinen Drahtwiderstand, der bei den manchmal erforderlichen Längen schon eine Rolle spielt. Dazu gesellt sich noch ein Wechselstromwiderstand.



*Son kann man sich eine  
Zweidraht-Speiseleitung,  
wie auch Koaxialkabel vorstellen*

Man kann sich einen Draht immer vorstellen, wie eine Reihenschaltung winzig kleiner Spulen. Diese wiederum, bilden mit ihrer Umgebung winzig kleine Kondensatoren. Bei Koaxialkabel ist diese kapazitive Beeinflussung wegen der unmittelbaren Nähe besonders groß. Und das Material zwischen Innen- und Außenleiter (das Dielektrikum - sprich: Di-Elektrikum) vergrößert diese Beeinflussung noch. Der Wechselstromwiderstand des Kabels ist durch die Spulen und Kondensatoren zu erklären.

Das Dielektrikum bezeichnet zwar einen Nichtleiter, aber für die Hochfrequenztechnik sind auch die kleinsten Leitfähigkeiten in der Lage das Feld zwischen Innen- und Außenleiter zu beeinflussen. Für die Größe dieser Beeinflussung hat man die sog. Dielektrizitätskonstante, die auf den Namen  $\epsilon$  = Epsilon hört, eingeführt.

Zwei  $\epsilon$ -Werte sind für die Berechnung wichtig: Bei Luftisolation ist  $\epsilon = 1$ , und bei PE (Polyethylen-Vollisolation)  $\epsilon = 2,29$ . Da nun die einzelnen Spulen nacheinander zunächst ein Magnetfeld aufbauen wollen, bevor die volle Leitfähigkeit erreicht ist, und sich darüber hinaus auch noch die Kondensatoren aufladen, dauert es eine gewisse längere Zeit, bis das Signal „hinten ankommt“, als wenn man mit der Lichtgeschwindigkeit rechnet.



## Der Verkürzungsfaktor (Vk).

Während ein Signal in der Luft eine bestimmte Strecke zurücklegt, hat das gleiche Signal - durch ein Kabel geschickt - einen kürzeren Weg absolviert. Das gilt nicht nur für Koaxkabel, sondern für jeden Leiter - also auch für Antennen. Antennen haben eben auch Induktivität und Kapazität (Spulen und Kondensatoren). Zwar ist die kapazitive Komponente wegen der räumlichen Entfernung zu umliegenden Leitern (z.B. der Erde) recht klein, aber doch vorhanden.

Für eine KW-Drahtantenne gilt etwa eine Verkürzung auf 97%. Fachmännisch ausgedrückt:  $V_k = 0,97 \cdot \text{Wellenlänge}$ , wenn nicht anders angegeben. Koaxialkabel mit Polyethylen-Vollisolierung haben dagegen einen  $V_k$ , von etwa 0,66.

Andere Kabel mit PE-Schaumisolierung etwa einen  $V_k$  von 0,80.

Der vermeintliche „Nichtleiter“ zeigt damit seine wahren Eigenschaften.

Das alles deutet auch auf sehr unterschiedliche Qualitäten in Bezug auf die Leitfähigkeit eines Kabels hin. Diese Kabeldämpfung spielt eine eminent wichtige Rolle für die Energiebilanz einer Funkanlage. Denn wenn mein Koaxkabel 10 deziBel Verlust auf seinem Weg zur Antenne aufweist, dann kommt gerade mal 1/10 meiner Leistung an der Antenne an. Man sieht also, daß Geiz hier wirklich geil ist. Es gibt deshalb dazu bei der Prüfung einige Fragen.

Die Dämpfungswerte der einzelnen Kabel sind in der beigegebenen Formelsammlung des Fragenkataloges zu finden. Im dort befindlichen Diagramm sind die Werte für je 100-m Kabel einiger Sorten auf einer Frequenztafel eingetragen.

Man liest den Wert ab, teilt durch 100-m und multipliziert mit der angegebenen Länge.

Im Fragenkatalog ergeben sich für folgende Kabel die Dämpfungswerte:

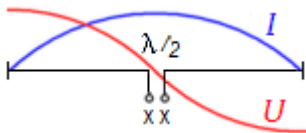
25m	RG213U-S100	bei 1296 MHz	5,3 dB	25m	RG213U-S100	bei 435 MHz	2,8 dB
25m	RG213 (MIL)	bei 145 MHz	2,2 dB	25m	RG213U-S100	bei 29 MHz	0,5 dB
25m	RG213 (MIL)	bei 3,5 MHz	0,3 dB	15m	RG58	bei 435 MHz	5,4 dB
15m	RG58	bei 145 MHz	3,0 dB				

Das deziBel ist eine logarithmische Maßeinheit, die für verschiedene physikalische Gegebenheiten genutzt wird. Für Schall, Spannungsunterschiede, Leistungsunterschiede usw. Wir werden das noch gründlicher durchleuchten. Die Formeln sind:

$$dB = \text{Leistungsverhältnis} \log \cdot 10;$$

$$\text{aber } dB = \text{Spannungsverhältnis} \log \cdot 20$$

Die Zusammensetzung des Kabels aus Spulen und Kondensatoren bringt eine Phasenverschiebung mit sich. Kondensatoren laden sich erst mit Strom auf, bevor man an ihnen eine Spannung mißt. Ergebnis ist eine Phasenverschiebung von 90° zwischen Strom und Spannung. Spulen tun das gleiche, und so haben wir es bei Kabeln und Antennen usw. mit insgesamt 180° Phasenverschiebung bei der Resonanzfrequenz zu tun.



Das Bild läßt interessante Rückschlüsse zu. Das elektrisch halbwellenlange Kabel (wenn der Verkürzungsfaktor schon berücksichtigt ist), soll die schwarze Linie sein. Dann paßt genau eine Halbwelle des vorgesehenen Signals auf diese Strecke. Fazit: Am Ende eines Kabels kann kein Strom fließen. Wer bezahlt den Strom, den man einer Steckdose nicht entnimmt? Also kein Strom an beiden Enden des Kabels, aber größtmögliche Spannung (wegen der Phasenverschiebung).

An den Enden des Kabels muß seine Impedanz hochohmig sein. Um das Ohmsche Gesetz als Beweis zu nutzen, setzen wir mal (übertrieben) für „groß“ = 1000, und für „klein“ = 1 ein. Die Formel heißt:  $R = U \div I$ .

Am Anfang und am Ende des Kabels haben wir $U = 1000 \Omega$ $\div I = 1 \text{ A}$ <hr style="width: 50%; margin: 0 auto;"/> $R = 1000 \text{ Ohm}$	und in der Mitte des Kabels $U = 1 \Omega$ $\div I = 1000 \text{ A}$ <hr style="width: 50%; margin: 0 auto;"/> $R = 0,001 \text{ Ohm}$
--	--

Ein viertelwellenlanges Kabel kehrt also von einem zum anderen Ende das Impedanzverhältnis um, während das halbwellenlange Kabel am Eingang, wie am Ausgang gleiche Verhältnisse zeigt. Man kann deshalb ein Kabel mit beliebigem Wellenwiderstand zur Speisung seiner Antenne benutzen, es muß nur eine- oder mehrere elektrische Halbwellen lang sein. Hochwertige 75-Ohm-Kabel für Satellitenempfang bewähren sich da prächtig, mit ihren extrem kleinen Dämpfungswerten !



Das linke Kabel ist an seinem Eingang X hochohmig, weil es am anderen Ende durch Kurzschließen niederohmig gemacht wurde. Das rechte Kabel ist am Eingang X niederohmig, weil das gegenüberliegende Ende hochohmig belassen wurde.

In der hoch- zu niederohmig-Eigenschaft eines  $\frac{1}{4}$ - $\lambda$ -Kabels finden wir z.B. umfangreiche Möglichkeiten der Transformation zur Herstellung hochwertiger Tief- und Bandpässe vor.

## Anpassung der Antenne.

Sind die beiden Leiter unterschiedlich geformt, wie z.B. beim Koaxialkabel, dann nennt man das eine unsymmetrische (asymmetrische) Speiseleitung.

Symmetrisch sind Leitungen, die zwei gleiche Leiter mit einem gleichbleibenden Abstand voneinander haben. Wie z.B. die Hühnerleiter oder das Flachbandkabel.

Zweidraht-Leitungen wie die Hühnerleiter werden auch Lecher-Leitungen genannt. Für Kurzwellen-Antennen werden solche Leitungen aus zwei, mit isolierenden Spreizern auf großem Abstand gehaltenen Drähten hergestellt.

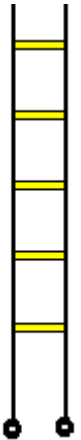
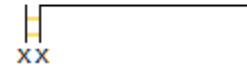
Die Dämpfungswerte der "Hühnerleiter" sind die kleinsten. Die Drähte sind weit auseinander, das sichert hohe Spannungsfestigkeit. Es fällt der größte Teil der kapazitiven Komponente weg, die ein Koaxialkabel aufweist.

Mit zunehmendem Abstand der Drähte wächst der Wellenwiderstand. Sie werden gern als Speise- und gleichzeitig Anpaßleitung benutzt. Wie jede andere Zweidrahtleitung transformiert auch sie von hoch- zu niederohmig, wenn sie eine *Viertelwellenlänge* lang ist. Ihr Verkürzungsfaktor liegt bei nahe 1, d.h. sie ist kaum zu verkürzen. Wellenwiderstands-Werte um 300-Ohm....600-Ohm sind gebräuchlich.

Hochohmige Antennen werden mit ihnen an niederohmige Senderausgänge angepaßt, und umgekehrt. Auch hier hat aber eine *halbwellenlange* Leitung keine Transformation zur Folge - man verlegt damit quasi den Fußpunktwiderstand (Speisepunkt, Anschlußwiderstand der Antenne) in die Funkbude.

Symmetrische Antennen - das sind z.B. mittengespeiste Dipol-Antennen (Dipol = Zweipol) die halbwellenlang, und in der Mitte aufgetrennt sind. Die Trennstelle xx bildet dann den Anschluß-, den Fußpunkt.

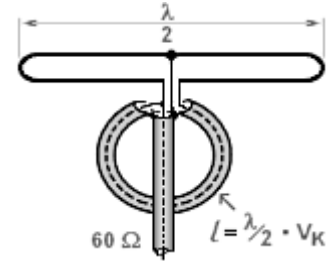
Das Koaxiakabel aber ist unsymmetrisch. Man kann es deshalb nicht so ohne weiteres zum Anschluß an eine symmetrische Antenne benutzen. Es muß an der Anschlußstelle vielmehr ein Symmetrierglied - ein Balun - (BALanced to UNbalanced) zwischengeschaltet werden.



# Symmetriewandler.

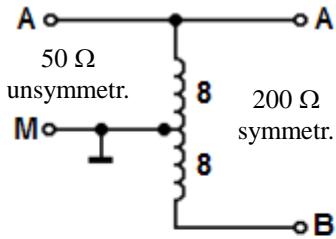
Sogenannte Baluntrafos werden angewendet, wenn der Übergang vom unsymmetrischen Koaxialkabel zur symmetrischen Antenne erforderlich ist.

Rechts sehen wir einen Schleifendipol, der mit Hilfe einer Halbwellen-Umwegleitung gespeist wird. Durch diese Anordnung wird der Fußpunktwiderstand der symmetrischen Antenne von  $240 \Omega$  an ein unsymmetrisches  $60 \Omega$ -Antennenkabel angepasst.



Der  $\lambda/2$ -Faltdipol hat an jedem seiner Anschlüsse eine Impedanz von  $120 \Omega$  gegen Erde.

Durch die  $\lambda/2$ -Umwegleitung erfolgt eine 1:1 Widerstandstransformation mit Phasendrehung um  $180^\circ$ . An der Seite der Antennenleitung erfolgt eine phasenrichtige Parallelschaltung von 2 mal  $120 \Omega$  gegen Erde, womit eine Ausgangsimpedanz von  $60 \Omega$  erreicht wird.



## Ein weiterer Baluntrafo

ist ein Ringkernübertrager, der ebenfalls symmetriert, und im Verhältnis 1 : 4 transformiert. Auf den Ferrit-Ringkern sind zweimal 8 Windungen isolierten Kupferdrahtes, über den gesamten Umfang verteilt, aufgewickelt.

Der Balun ist nach der Art eines Spartrafos mit einem Windungsverhältnis von 1 : 2 aufgebaut. Das Übersetzungsverhältnis gehorcht der Formel:

**Üverh** also  $2^2 = 4 : 1$ ; (Das heißt zwei Wicklungen zum Quadrat). Und  $200 \Omega \div 4 = 50 \Omega$ .

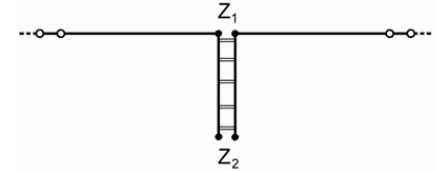
$$\text{Übersetzungsverhältnis} = \text{Windungsverhältnis}^2$$

Solche Baluntrafos werden für Kurzwellen-Antennen mit unterschiedlichen Übersetzungsverhältnissen angewendet. Es gibt sie fertig zu kaufen, oder man baut sie sich selbst.



## Kabel als Transformator.

Viertelwellen lange Kabel transformieren von hoch- zu niederohmig, oder umgekehrt. Das wurde schon erwähnt. Nehmen wir an, die Antenne (rechts) sei ein Ganzwellen-Dipol, dann ist der Eingangswiderstand bei Z 1 hochohmig. Eine  $\frac{1}{4} \lambda$ - lange Hühnerleiter würde in dem Fall zum niederohmigen Anschlußpunkt Z 2 transformieren. Von dort aus könnte ein Koaxialkabel über einen 1 : 1-Symmetriewandler an den  $50 \Omega$  Senderausgang angeschlossen werden.



Wenn diese  $\frac{1}{4} \lambda$ - lange Hühnerleiter bei Z 1 einen Fußpunktwiderstand von  $600 \Omega$  vorfindet, dann muß der Abstand dieser Zweidraht-Leitung so bemessen sein, daß sie eine Impedanz von ca.  $173 \Omega$  hat. Die Formel dazu lautet: Impedanz = Wurzel aus Eingangs- mal Ausgangswiderstand. - ( $600 \text{ mal } 50 \Omega = 30\,000$ ; und Wurzel aus  $30\,000 = 173,2 \Omega$ ) - .

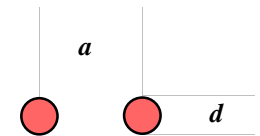
Damit lassen sich nach Herzenslust Anpaßleitungen errechnen. Wollen wir von Z 2 zum Funkgerät ein  $300 \Omega$  Flachbandkabel anschließen, dann brauchen wir eine Zweidraht-Leitung mit  $300 \text{ mal } 50 \Omega = 15\,000$ ; und Wurzel aus  $15\,000 = 122,5 \Omega$  - so einfach ist das !

Die Abmessungen der (Luftisolierten) Lecherleitung.

$$\text{Wellenwiderstand} \quad Z = 120 \cdot \ln(2 \cdot a \div d)$$

$$\text{Leiterabstand} \quad a = Z / 120 \cdot [e^X] \cdot 2 \cdot d$$

$d$  = Drahtdurchmesser ( mm )  
 $a$  = Mittenabstand der Leiter ( mm )  
 $Z$  = Wellenwiderstand ( $\Omega$ )



Nach der umgestellten unteren Formel wollen wir einmal die  $173 \Omega$ -Leitung ausrechnen: Der Drahtdurchmesser sei 2mm.

$$Z \text{ ist } 173 \Omega \text{ geteilt durch } 120 = 1,44166; \quad 1,44166 \cdot [e^X] = 4,2277; \quad 4,2277 \cdot 2 \cdot 2 = 16,91 \text{ mm Abstand.}$$

Die 1,44166 wurden mit mit der Log-normal Umkehr-, also mit der E-Funktions-Taste, mal 2 zum Drahtabstand, wenn wir es mit 1mm Drahtdurchmesser zu tun gehabt hätten. Mit dem Drahtdurchmesser von 2mm, plus mal 2 wurde das multipliziert.

So wie diese, ist auch der Rechengang nach der Formel oben, ohne große Schwierigkeiten zu bewältigen.

# Koaxialkabel.

Eine Aufgabe zur Berechnung des Wellenwiderstandes:

Wie hoch ist der ungefähre Wellenwiderstand des Koaxkabels ?

Innenleiterdurchmesser 0,7 mm.

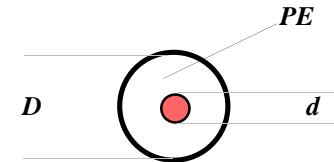
Dielektrikum Polyethylen (PE) mit Durchmesser von 4,4 mm.

Außendurchmesser des Kabels 7,4 mm. Antwort: **ca. 75 Ω**.



$$\text{Wellenwiderstand } Z = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{D}{d}$$

D = Innendurchmesser des Außenleiters  
d = Außendurchmesser des Innenleiters  
 $\epsilon_r$  = Dielektrizitätszahl ( PE = 2,29 )  
Z = Wellenwiderstand in Ohm



Man sieht, auch das ist keine Schwarze Kunst. Unsere Taschenrechner sind da reine Wunderwerke.

Innendurchmesser des Außenleiters = 4,4-mm (*wie Dielektrikum*)

geteilt durch Außen-Ø d. Innenleiters = 0,7-mm = **6,2857**

**Log. normal** aus **6,2857 [ln]** = **1,83827**

60 geteilt durch Wurzel aus 2,29 (*Dielektrikum*) = **60 / 1,5132 = 39,64911**

Z = 39,64911 • 1,83827 = 72,886 Ohm, also **etwa = 75 Ohm**

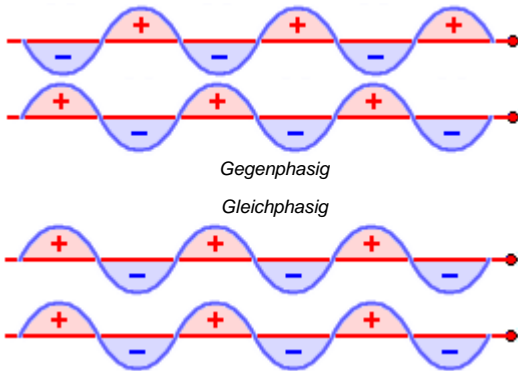
Wie hatten es unsere Altvordenen noch gut, die noch mit Gehirn und einem Rechenschieber ausgerüstet sein mußten. Wir sehen, daß hier der Außendurchmesser des Innenleiters, und der Innendurchmesser des Außenleiters gebraucht werden. Und wenn, wie hier, das Dielektrikum 4,4 mm Durchmesser hat, dann ist das zugleich der Innendurchmesser des Außenleiters. Solche Aufgaben sollten eigentlich mit etwas Grips und dem Taschenrechner keine Hürde sein.

Im Fragenkatalog gibt es ein paar diesbezüglicher Fragen. Es erscheint deshalb angebracht, das ein wenig zu üben.

## Eigenschaften der Koaxialkabel.

Der Wellenwiderstand einer Leitung ist im HF-Bereich in etwa konstant. Mit HF- Bereich ist der Bereich der Kurzwellen bis 30 MHz gemeint. Aber bei VHF beginnen sich schon Fertigungstoleranzen in geringem Maße negativ bemerkbar zu machen. Je höher die Frequenz dann noch wird, umso hochwertiger sollte daher das Kabel sein.

Eine Übertragungsleitung gilt als richtig angepasst, wenn der Widerstand, mit dem sie abgeschlossen ist (die Antenne), den Wert des Wellenwiderstandes aufweist. Damit Anpassung besteht, sollten deshalb Senderausgang, Kabel und Antenne die gleiche Impedanz haben. Es wird so die größtmögliche Leistung übertragen. Und es herrscht „Leistungsanpassung“. Es haben sich besonders Kabel mit Wellenwiderständen von 50, 60...65, und 70...75 Ohm den Markt erobert.



Für Funkgeräte hat sich davon das 50 Ohm Kabel bewährt und durchgesetzt. Ab 60 Ohm aufwärts sind die Kabel im UKW-Rundfunk- und in Fernseh-Empfangsanlagen eingesetzt. Das heißt aber nicht, daß sie für den Funkamateurler völlig tabu sind.

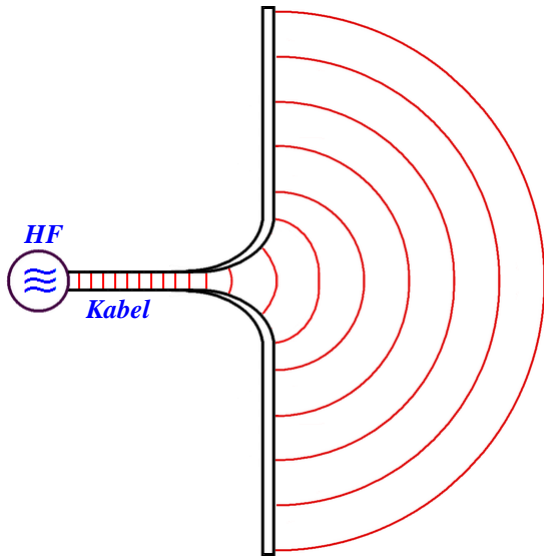
Bei einer Leitung mit symmetrischer Übertragung ist Strom und Spannung in den beiden Leitern gegenüber Erde gleich groß und gegenphasig.

Im Bild oben: Die Stromverteilung auf der Zweidrahtleitung: Gegenphasige Ströme und Spannungen löschen sich für die Strahlung aus. Sie strahlt also selbst (fast) nicht, sondern transportiert lediglich die zu übertragende Leistung.

Koaxialkabel zählen nicht zu den Leitungen mit symmetrischer Übertragung. Solche Leitungen (aber auch Koaxialkabel) strahlen selbst (fast) nicht.

Es gibt Koaxialkabel in sehr unterschiedlichen Ausführungen. Angefangen bei Kabeln für Geräte-Innenverbindung, die ca. 2,5 - 3-mm Außendurchmesser haben. Gedacht sind sie nur für sehr kurze Verbindungen, denn ihre Verluste sind sonst zu hoch. Die nächstbessere Qualität findet man beim RG-58-Kabel. Mit seinem Außendurchmesser von ca. 5-mm und noch großem Dämpfungswert kann es noch eingeschränkt für den Kurzwellenbereich eingesetzt werden.

Mit RG-213, welches auf 2-m "nur noch" 8,9-dB Verlust pro 100-m Kabel hat, beginnen die interessanten Kabel. Dieses Kabel hat aber 10,5-mm Außendurchmesser, und es ist relativ schwer. Ein Kabel mit sehr gutem Preis /Leistungsverhältnis ist das Aircell-7. Der Außendurchmesser von 7-mm, und seine Biegsamkeit haben es zu einem beliebten Produkt werden lassen. Mit seiner PE-Schaumisolierung hat es wenig Gewicht, und seine Dämpfung von 7,9-dB kann sich auch sehen lassen.



## Vom Kabel zur Abstrahlung

Die hochfrequente Energie wird nicht durch die Kabel-Leiter selbst, sondern durch das elektromagnetische Feld zwischen ihnen übertragen. Die Leiter übernehmen lediglich die Führung der elektromagnetischen Welle. Im Bild sind die Feldlinien und Wellenfronten als rote Linien dargestellt.

Das Verhalten der Leitungswellen auf Übertragungsleitungen hängt im wesentlichen von dem Widerstand ab, mit dem diese Leitung am Ende abgeschlossen ist.

In den normalen Ausführungen wird eine Doppelleitung als Speiseleitung nicht strahlen, weil sich bei den kleinen Leiterabständen (klein im Verhältnis zur Wellenlänge) die außerhalb der Leiter liegenden Felder der beiden Leitungen - auch phasenbedingt - nahezu aufheben und deshalb nichts abstrahlen.

Die Sendeantenne (Strahler) ist das Schaltelernent, das den Übergang vom Wellenleiter (Doppelleitung oder Koaxialleitung) zum freien Raum bildet. Dieser Übergang soll aus Leistungsgründen möglichst reflexionsfrei vor sich gehen. Mit einer Anordnung, deren grundsätzliche Form das Bild zeigt, würde dies möglich sein.

Die Doppelleitung ist hier bei gleichzeitiger Verdickung der Einzelleiter derart aufgebogen, daß ihr Wellenwiderstand erhalten bleibt. Die Energie aus dem Generator geht ohne Reflexion aus der Form der geführten Leitungswelle in den freien Raum über.

In der Praxis hat man natürlich für den Senderausgang, die Speiseleitung und den Antenneneingang auf gleiche Impedanz geachtet, sodaß Anpassung herrscht.

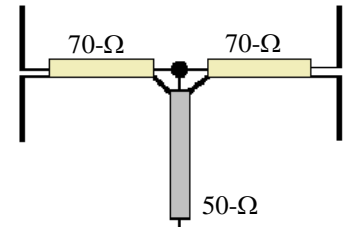


Die "besseren" Kabel beginnen mit dem RG213-US, welches noch geringere Dämpfungswerte aufzuweisen hat. Und eine Abschirmung aus Kupferfolie, ist bei ihm noch mit einem feindrähtigen Kupfergeflecht umgeben.

Beim Aircom-Kabel, wie auch beim H-100 haben wir gar eine teilweise Luftisolation vorliegen, die es im Verein mit doppelter Abschirmung sehr dämpfungsarm und trotzdem auch nach außen strahlungsarm macht.

## Auch Koaxialkabel transformieren.

Wenn zwei Antennen an eine Speiseleitung anzuschließen sind, braucht man eine Transformatorleitung. Denn die Fußpunktwiderstände der parallel zu schaltenden Antennen ergeben ja einen Gesamtwiderstand von 25-Ω. Es muß zum vertikal gezeichneten Speisekabel mit 50-Ω transformiert werden. Hier die dazugehörige Formel:



$$\lambda/4\text{- Transformator} = \sqrt{Z_{\text{ein}} \cdot Z_{\text{aus}}}$$

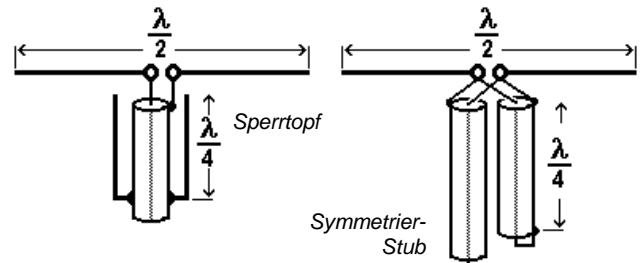
<b>Rechner</b>	<b>&gt;Eingabe</b>	<b>= Ausgabe</b>
<i>Zein</i> • <i>Zaus</i>	> 50 • 25 Ω	= 1250
<i>Wurzel</i>	>1250 √	= 35,35 Ω

Zwei  $\lambda/4$ -lange 70-Ω-Leitungen führen zum Erfolg. Entweder werden sie parallel geschaltet, sodaß die Zusammenschaltung 35 Ohm ergibt. Oder, weil ein Abstand der Antennen gewünscht ist, laufen sie von der Speiseleitung aus, in beide Richtungen, zu den beiden Antennen.

## Und symmetrieren.

Die rechts aufgezeigten Möglichkeiten zur Verwendung von Koaxialkabeln sollen dieses Thema zunächst beschließen.

Im linken Bild ist ein Sperrtopf dargestellt. Der Außenleiter der Speiseleitung ist am Topfboden verlötet. In dem Topfboden ist ein Loch, durch das das Kabel gerade hindurchpaßt. Das rechte Bild zeigt einen Symmetrier-Stub, mit dem die Symmetrie durch Überkreuzen der Anschlüsse des parallelgeschalteten Stubs erfolgt.

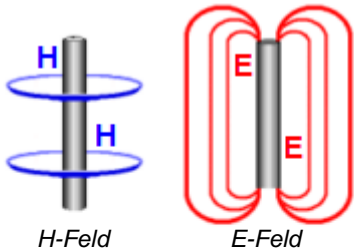


# Antennen.

Eine Antenne strahlt die Leistung ab, weil ihr durch die Geschwindigkeit der Umladungen der Rückweg zum Sender quasi versperrt ist. Während z.B. gerade die positive Halbwelle auf der Antenne ihr Maximum überschreitet, und nun abgebaut werden sollte, beginnt schon die negative Halbwelle ihren Aufbau.

Darüber hinaus nimmt natürlich auch die umgebende Materie in Form der Luftmoleküle sowieso schon an dem Vorgang teil. Denn schließlich ist der Strahler von einem Widerstand im Freiraum umgeben, dem Feldwellen-Widerstand von 377 Ohm. ( $Z_{fo} = 120 \cdot \pi = 377 \text{ Ohm}$ ). Diese "Parallelschaltung" läßt den Gedanken zu, auch auf diesem Weg gelangt Energie in die Luft. Wir erleben es ständig, daß selbst harmlose Stromleitungen einen Einfluß auf ihre Umgebung ausüben.

Die **Ausbreitungsgeschwindigkeit** entspricht der Lichtgeschwindigkeit (300 000 km/s). Denn auch das Licht ist eine elektromagnetische Welle. Trotzdem ist auch das nicht unendlich schnell. Ein Signal, was vom Mond reflektiert wird, kommt nach 2,5 s deutlich zeitverzögert zur Erde zurück.

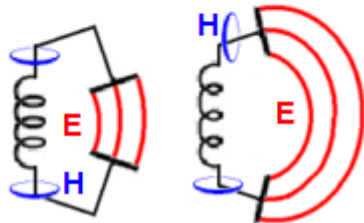


H-Feld

E-Feld

Antennen strahlen ein Elektromagnetisches Feld ab, und empfangen elektromagnetische Felder. Den Draht umgibt ein magnetisches Feld, das den Draht wie eine **H**ülle, schlauchförmig umgibt. Das **H**-Feld, wie **H**ülle. Das **E**lektrische Feld verläuft dagegen vom einen zum anderen **E**nde. Man kann sich das leicht merken. Sowohl seine Eigenschaft (**e**lektrisch), als auch die **E**nden des Strahlers, die Start und Ziel darstellen, beginnen mit dem **E**.

Der Grund für dieses Verhalten liegt darin: Die Antenne verhält sich wie ein Schwingkreis. Zwischen den Kondensator-Platten wirkt ein elektrisches Feld. Ziehen wir nun die Schwingkreis-Spule immer weiter auseinander, dann kommen wir so langsam zu dem H- und E-Feld aus dem Bild darüber.



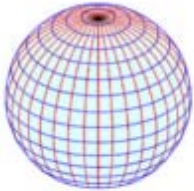
Ist der Moment gekommen, daß unser Gebilde nur noch ein gestreckter Draht ist, dann ist auch das H-Feld erkennbar.

**Die Polarisation einer Antenne** ist identisch mit dem Feldlinienverlauf des elektrischen Feldes. Die Bilder sind hier für vertikale Polarisation gezeichnet.

## Die Wellenausbreitung.



Jeder kann sich dieses erste Bild vorstellen: Jemand wirft einen Stein ins Meer. Ringförmig um die "Einschlagstelle" breiten sich die Wellen aus. Am fernen Strand kommen sie an, und haben ihre Kreisförmigkeit scheinbar verloren. Denn für unser Auge, in geradliniger Formation spülen sie unter Abschwächung an den Strand.



Das Bild eines Globus soll nun dafür herhalten, wie unsere Welle in unmittelbarer Nähe der Antenne aussehen kann.

In dem Globus stellen wir uns unseren Antennenstab vor. Vertikal vom Nord- zum Südpol ist der Strahler im Inneren angebracht. Wir können anhand des Gradnetzes die Wirkung unseres elektromagnetischen Wechselfeldes erkennen. Da ist das **E**-Feld, das elektrische Feld, das mit seinen roten Linien den Längengraden entspricht. Und das **H**-, das magnetische Feld mit den blauen Breitengrad-Linien.

Der Globus verdeutlicht uns, daß in unmittelbarer Nähe der Antenne sehr unterschiedliche Beziehungen zwischen E- und H-Feld bestehen. Während es in Äquaturnähe annähernd quadratische Felder sind, die "ausgeleuchtet" werden, sind es an den Polen kegelförmig zulaufende Formen. Deshalb sind Feldstärke- und sonstige Messungen im reaktiven Nahfeld der Antenne ( wie der Fachmann sagt ) ungenau und fragwürdig.

Zum Beispiel muß in kürzerem Abstand zur Antenne der Sicherheitsabstand durch andere Meßmethoden ermittelt werden. Dies können Messungen, Simulationsrechnungen, Nahfeldberechnungen oder Verfahren sein, die die Situation im reaktiven Nahfeld berücksichtigen.

Erst in größerer Entfernung von der Antenne gleicht die Wellenfront mehr und mehr einer ebenen Fläche, wie es das dritte Bild zeigen soll.

Berechnungen des Sicherheitsabstandes nach dem EMV-Gesetz sind erst in einer Entfernung von  $r > \lambda / 2 \cdot \pi$  zulässig. ( $r = \text{Radius, Abstand}$ ).

$$E = \frac{\sqrt{30 \Omega \cdot EIRP}}{r}$$

Mit dieser, dafür vorgesehenen Formel befassen wir uns gleich.

## Berechnen des Sicherheitsabstandes.

TL213 Wann hat die folgende Formel zur Berechnung des Sicherheitsabstandes Gültigkeit, und was sollten Sie tun, wenn die Gültigkeit nicht mehr sichergestellt ist ?

**Antwort:** Die Formel gilt nur für Abstände  $r > \lambda / 2 \cdot \pi$  bei Dipol-Antennen (Drahtdipole, Yagi-Antennen etc.). Für andere Antennenarten und in kürzerem Abstand zur Antenne muss der Sicherheitsabstand durch andere Meßmethoden ermittelt werden. Dies können Messungen, Simulationsrechnungen, Nahfeldberechnungen oder Verfahren sein, die die Situation im reaktiven Nahfeld berücksichtigen.

Nach diesen Formeln ist so zu verfahren:

Angenommen der Abstand sei 10 m, und Lambda ebenfalls 10 m (28 MHz).

Wo endet das reaktive Nahfeld?  $2 \cdot \pi = 6,28$ ;  $\lambda = 10 \text{ m} \div 6,28$   $r = 1,59 \text{ m}$

Damit gilt die Formel bei einem Abstand kleiner als 1,59 m nicht mehr.

$$E = \frac{\sqrt{30 \Omega \cdot EIRP}}{r}$$

$$r = \frac{\sqrt{30 \Omega \cdot EIRP}}{E}$$

E = el. Feldstärke (Volt / m)  
EIRP = ERP + 2,15 dB  
r = Abstand in Metern

TL202 Eine Amateurfunkstelle sendet in FM mit einer äquivalenten Strahlungsleistung (ERP) von 100 W. Wie groß ist die Feldstärke im freien Raum in einer Entfernung von 100 m ?

**Antwort:** 0,7 V/m.

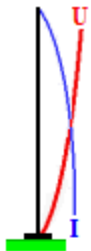
$$EIRP = 100 \text{ Watt} + 2,15 \text{ dB} =$$

$$100 \text{ w} \cdot 10^{0,215} = 164 \text{ Watt EIRP}$$

$$30 \Omega \cdot 164 \text{ Watt} = 4921,77$$

$$\text{Wurzel aus } 4921,7 = 70,154$$

$$\text{Elektr. Feldstärke} = 70,154 \div 100 \text{ m} = 0,7154 \text{ V/m}$$



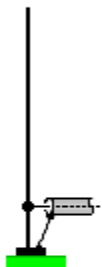
## Marconi-Antenne.

Der Italiener Marconi hat mit einer Antenne experimentiert, die eine Viertelwellenlänge lang, und am Fußpunkt geerdet war. Wahrscheinlich hatte schon er die Strom- und Spannungsverhältnisse seines Strahlers gekannt.

Wir jedenfalls wissen, daß am erdfernen, oberen Ende kein Strom (  $I$  ) fließen kann. Ebenso wissen wir, daß genau dort, am oberen Ende, die Spannung (  $U$  ) ihr Maximum erreicht.

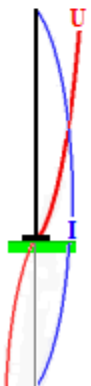
Daraus leiten wir ab, daß der elektrische Widerstand am kleinsten dort ist, wo die Antenne ihren Erdanschluß hat. Man kann deshalb nur der roten Spannung folgen und sagen: Der Widerstand der Antenne ändert sich nach oben hin, zu immer größeren Werten. Am Erdanschluß ist der Strahler niederohmig, und am erdfernen Ende hochohmig. Für jeden Punkt auf der Antenne findet man also einen entsprechenden Widerstandswert.

Aufgrund dieser Erkenntnis kann der pfiffige Funkamateurl die 50- $\Omega$ -Koaxialkabel direkt an einem Punkt des Strahlers anschließen, wo der Strahler ebenfalls 50 Ohm aufweist. Das ist dann ein Punkt nahe dem Erdanschluß, denn am oberen, erdfernen Ende dürfte die Impedanz wohl etwa 600- $\Omega$  oder mehr betragen. In dem zweiten Bild finden wir die Vorgehensweise.



Physikalisch ist noch anzumerken, daß der besprochene Viertelwellenstrahler eine Fortsetzung in der Erde findet. Die mehr oder weniger leitfähige Erde spiegelt den Strahler zum Halbwellenstrahler. ( 3. Bild ).

Groundplane-Antennen bilden die Erde nach, mit den Radials. Die Radials sollten dann auch mindestens  $1/4\lambda$  lang sein. Beim KFZ ersetzt die Karosserie die Grundfläche.



**Anschlußmöglichkeiten** für unser 50- $\Omega$ -Koaxialkabel ergeben sich nach diesen Überlegungen immer dann, wenn der Strahler  $1/4$ ,  $3/4$ ,  $5/4$  usw., also immer ungeradzahlige Vielfache einer Viertelwellenlänge lang ist.

Drei Viertel-Wellenlänge hat die beliebte  $5/8\lambda$ -Groundplane, zusammen mit einer Spule. Die fast nicht strahlende Spule bringt den Strahler auf sechs Achtel = drei-Viertel-Wellenlänge, und dort ist die Antenne niederohmig, zum Anschluß eines 50- $\Omega$ -Koaxialkabels. Mit den Radials zusammen erreicht die Antenne eine volle Wellenlänge.

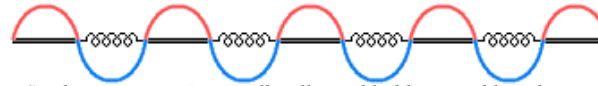
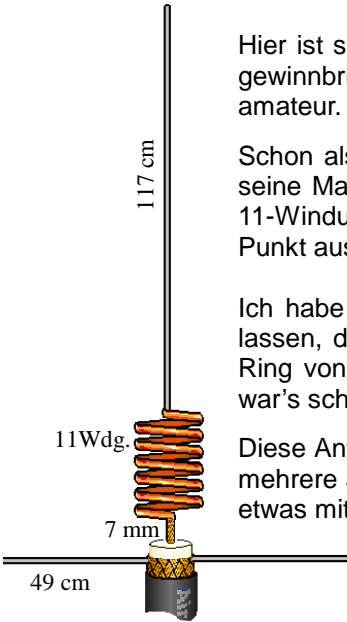
Durch den längeren Strahler, wird das Strahlungs-Diagramm dieses Rundstrahlers vertikal gebündelt. Dadurch ergibt sich ein Gewinn gegenüber dem Viertelwellen- Strahler, der so ungefähr 3 dB beträgt.

Hier ist sie noch einmal, die  $5/8\lambda$ -Groundplane. Weil sie eine einfache, zum Eigenbau gut geeignete, und gewinnbringende Antenne ist. Kaufen kann jeder eine Antenne, dachte ich mir als frischgebackener Funkamateur. Und machte mich ans Werk.

Schon als CB-Funker hatte ich mir das Rothammel-Antennenbuch gekauft, und habe mich nun genau an seine Maßangaben gehalten. Der Strahler sollte 117cm lang sein, und die Radials 49cm. Die Spule sollte 11-Windungen haben, gewickelt auf einen 4cm langen Spulenkörper mit ca. 6,3mm Durchmesser. Von dem Punkt aus, wo das Kabel offen wird, wo der Außenleiter endet, geht der Innenleiter 7mm weiter bis zur Spule.

Ich habe zum Bau der Antenne einen Teil einer hohlen Angelrute mißbraucht, den Strahler innen laufen lassen, dann die Spule außen draufgewickelt und für die Radials mußten Fahrradspeichen erhalten. Ein Ring von einem Kupferrohr abgeschnitten, an den der Außenleiter und die Radials angelötet waren. Das war's schon.

Diese Antenne, die auf Anhieb funktionierte, und gute Ergebnisse brachte hat mein Dasein als Funkamateur mehrere Jahre begleitet, bis ich höher hinaus wollte. Sie ging auch auf 70-cm, aber da wollte ich dann doch etwas mit mehr Gewinn haben, und habe mir andere Antennen gebaut.



Stockungsprinzip: Rote Halbwelle strahlt, blaue strahlt nicht.

## Gestockte Strahler.

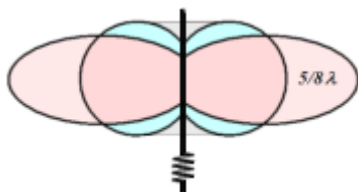
Um mehr Gewinn zu erzielen, werden gelegentlich horizontal oder vertikal gestockte Antennen gebaut. Werden mehrere Halbwellen übereinander bzw. nebeneinander gestockt, dann ergibt sich zusätzlicher Gewinn. Dieses Vorhaben hat nur einen kleinen Schönheitsfehler.

Die roten Halbwellen strahlen positive, und natürlich gleichzeitig die blauen Halbwellen negative Halbwellen ab. Das führt zu einer Teilauslöschung, und der erhoffte Gewinn reduziert sich dramatisch. Also muß Abhilfe her: In Gestalt einer Spule naht aber schon das Glück: So, wie bei der Groundplane wirken nichtstrahlende Spulen natürlich auch bei anderen Antennen.

Es muß also jede negative Halbwelle durch eine Spule unterdrückt werden. Solche vertikalen Gebilde werden auch kommerziell gefertigt, um dann mit abenteuerlichen Gewinnversprechungen an den Geldbeuteln der Käufer zu nagen. Aber sie werden gekauft und funktionieren auch sehr ordentlich.

**Gewinn.** Stelle eine Arbeitskraft ein, und sie bringt dir eine Arbeitseinheit. Mit einer weiteren Arbeitskraft verdoppelt sich die Gesamtleistung. So ungefähr ist es auch mit der Arbeitskraft eines vertikalen Halbwellenstrahlers.

Bei Verdoppelung der Halbwelleneinheiten, verdoppelt sich also auch ihre Arbeit in Form von Leistung. Und nicht mehr !!!! Physik kann nicht zaubern, und sie läßt sich auch nicht auf Schönreden ein.



Vergleich der Strahlung  
Dipol mit  $5/8 \lambda$  Strahler

Mithin kann gesagt werden, daß mit je einer Verdoppelung der Menge der Halbwellen-Elemente, auch nur eine Verdoppelung des Gewinns zu erwarten ist. Für Rundstrahler gilt das zwangsläufig. Wer da etwas anderes behauptet ist schlicht ein Lügner.

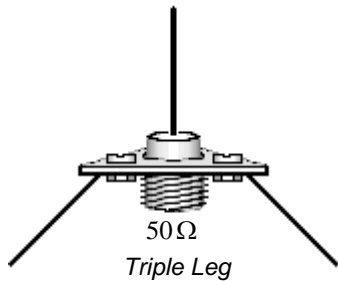
Bei den angesprochenen gestockten Antennen braucht man nur ihre Länge auszumessen, um durch kurzes Überlegen eine Gewinnvorstellung zu haben. Trotz der teilweise haarsträubend verkaufsfördernden Gewinnangaben, kann man sich aber ruhig eine solche Antenne zulegen. Funktionieren tun sie alle. Nur eben meist mit weniger Gewinn als angegeben. Nicht jeder hat Zeit oder Geschick, sich die Antenne selbst zu bauen.

Yagisysteme u.ä. reagieren da etwas anders. Sie bündeln das Strahlungsdiagramm nicht nur - wie Rundstrahler - in der Vertikalebene. Sondern sie bündeln, wie ein Hohlspiegel den Strahl zu einem (mehr oder weniger) Punkt. Aber auch Hersteller von Yagis wollen mit Gewinnangaben den Verkauf fördern.

**Vorteile und Nachteile** haben indes sowohl Rundstrahler, als auch scharfbündelnde Yagisysteme. Die Rundstrahler haben den Vorteil, und den Nachteil, in alle Richtungen rundum zu senden, und zu empfangen. Für den Betrieb, mit mehreren Stationen rundum ist das der Vorteil. Von Nachteil kann das aber beim Betrieb über Relais-Stationen sein. Man sendet, und empfängt zugleich mehrere Relais-Stationen, sodaß das Ergebnis unbrauchbar ist.

Die scharfbündelnde Antenne erreicht auch noch den Funkpartner in sehr großer Entfernung, aber sie empfängt unter Umständen nicht mal eine nähere Station. Denn diese befindet sich gerade nicht in ihrer Strahlungskeule.

Das Fazit ist wohl: Man sollte nicht in erster Linie den möglichst hohen Gewinn anstreben. Sondern erst nachdem man eigene Erfahrung gesammelt hat, die richtige Strategie anwenden. Ändern kann man das immer noch!

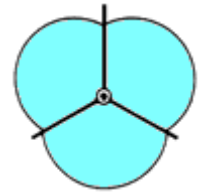


## Der schnelle Eigenbau - die Triple Leg.

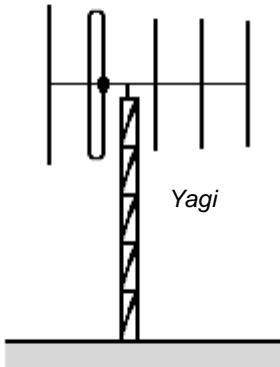
Die Triple-Leg (siehe Rothammel) ist die einfachste sicher zu bauende Antenne. Sie "geht sofort". An einer Flanschbuchse sind in Nullkommant nichts vier Fahrradspeichen, die ca. 50-cm lang sind, angeschraubt. Diese Radials zeigen um 45° nach unten.

Der Strahler - ebenfalls ca. 50-cm lang wird in den Pin, der eigentlich für den Koax-Innenleiter gedacht ist eingelötet. Eventuell stabilisiert eine kleine Metallhülse diese Lötstelle noch.

Sowas ist für 2-m und 70-cm sofort einsatzbereit. Kein Gewinn - aber trotzdem erstaunlich gut!



Das Diagramm  
(von oben)

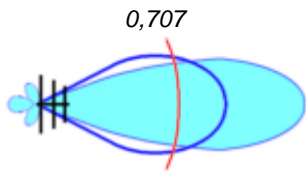


## Yagi- Antennen.

In unserem Bild eine vertikal polarisierte 5-Element Antenne. Wie schon erwähnt bündeln diese Antennen die Strahlungskeule mehr oder weniger wie ein Autoscheinwerfer. Am Schleifendipol ist die Einspeisung. Die Dipolschleife hat ohne die Annäherung weiterer Elemente einen Fußpunktwiderstand von 240 bis 300 Ohm.

Die Direktoren sind die in Strahlrichtung vor dem Strahler angebrachten Elemente. Sie sind in der Regel kürzer als der Schleifendipol. Hinter dem Strahler ist in vielen Fällen ein Reflektor montiert, der länger ist und Signale von und nach rückwärts schwächen bzw. reflektieren soll.

'Diese parasitären Elemente geraten in Resonanz und strahlen einen Teil der aufgenommenen Leistung phasenverschoben wieder ab. Die dabei zusammenwirkenden Komponenten ermöglichen, dass die Abstrahlung in einer Richtung gebündelt wird.' - So die Antwort auf eine der Prüfungsfragen. Das Ergebnis ist ein Diagramm, das umso schlanker ist, je mehr parasitäre Elemente mitwirken. Das hebt ihren Gewinn nach vorwärts (hellblau gezeichnet), - während nach hinten möglichst wenig gesendet, oder empfangen wird.



Der unten gezeigte Winkel, den der Kreisbogen des Diagramms schneidet, ist der Öffnungswinkel der Antenne. Der Kreisbogen begrenzt die auf 0,707 abgesunkene Höchstleistung.



## Kurzwellen-Antennen.

Zu den typischen Amateurfunk- Kurzwellenantennen zählen: 1) Langdraht-Antenne, 2) Ground-plane-Antenne, 3) Yagiantenne, 4) Dipolantenne, 5) Rhombus-Antenne, 6) Cubical-Quad-Antenne, 7) Windom-Antenne, 8) J-Antenne, und 9) Delta-Loop-Antenne.

Der endgespeiste Langdraht ist hochohmig über eine Eindraht- Speiseleitung an den Schwingkreis angepaßt. Der Langdraht ist mehr als eine Halbwellenlänge lang und wird gern für die höheren Amateurfunkbänder auf einer Oberwelle erregt.

Zur Kategorie der Langdrahtantennen gehört auch die Fuchs-Antenne, von dem Österreicher Funkamateurer Fuchs. Sein Verdienst ist wohl vornehmlich in dem speziellen Fuchs-Kreis zur Anpassung der Antenne zu sehen.

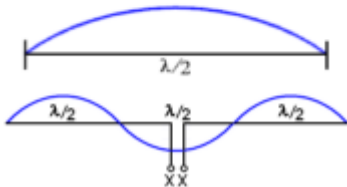
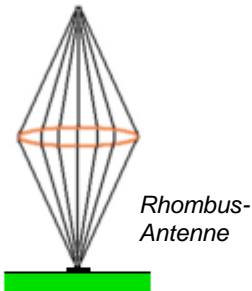
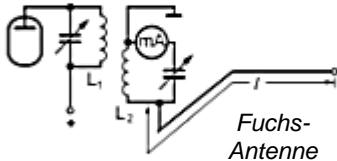
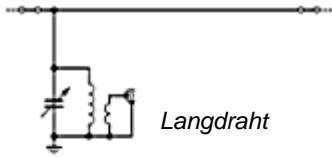
Rhombus-Antennen gehören ebenfalls zur Familie der Langdrähte. Die eigenwillige Form mit den vielen Drähten, die von einem isolierenden Ring auf Distanz gehalten werden, hat mancher wohl schon gesehen.

Die Breitbandigkeit dieses "dicken" Strahlers, haben Rundfunksender und Küstenfunkstellen oft ausgenutzt.

Wie der Buchstabe V gespannt, ist die V-Antenne. Sie kann mittengespeist oder endgespeist sein. Auch gibt es Exemplare, die horizontal oder vertikal aufgehängt sind. Die vertikale Variante wird gern als Inverted- V Antenne aufgebaut. In der Mitte der Antenne bringt ein Mast sie auf Höhe, und zu den Enden hin, landet sie u.U. isoliert am Gartenzaun.

Die erstgenannten Langdraht-Antennen kommen mit dem anpassenden Schwingkreis aus. Aber man kann sie auch mit einer Matchbox anpassen. Handelsübliche Matchboxes enthalten  $\pi$ - oder T-Filter-Anpaßsysteme, die recht komfortabel ausgestaltet sind.

Ein mittengespeister  $\lambda/2$ -Dipol jedoch, ist bei seiner Grundfrequenz und deren ungeradzahigen Vielfachen stromgespeist, in Serienresonanz und am Eingang niederohmig. Das heißt, wenn meine Antenne 3, 5, oder mehr ungeradzahige Halbwellen lang ist, dann kann sie unter Beachtung der Symmetriebedingung über Koaxialkabel gespeist werden.



Langdraht Antennen sind also recht vielseitig im KW-Bereich im Einsatz. Windom Antennen nutzen die Tatsache, daß die Impedanz von ca. 360-Ω an einem bestimmten Punkt der Antennenlänge vorgefunden wird.

Für das 80-m-Band steht eine schwarz gezeichnete Halbwelle, für 40-m zwei rot gezeichnete, für 20-m 4 grüne und für 10-m 8 blaue Halbwellen. Sie alle schneiden einen Punkt (beim Pfeil), der ein Drittel vom Strahlende entfernt ist.

Die Konzeption des Amerikaners Loren Windom W8GZ, hat in dicht besiedelten Gebieten den Nachteil, daß die Eindraht Speiseleitung auch strahlt, und Störungen erwartet werden müssen.

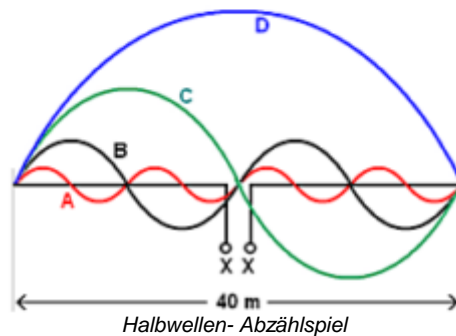
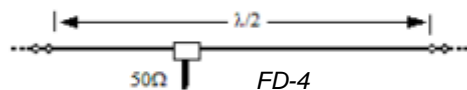
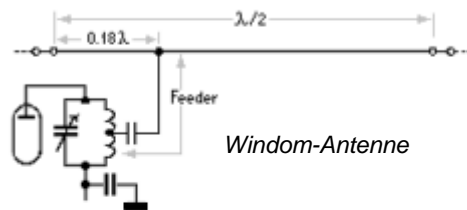
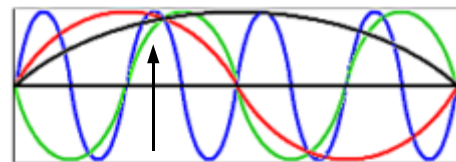
Eine Weiterentwicklung des deutschen Antennenherstellers Fritzel, trennt den Strahler an dem beschriebenen Punkt (1/3 vom Strahlende) auf. Das Resultat FD-4 = 4-Band Fritzel-Dipol ist hierzulande zahlreich vertreten.

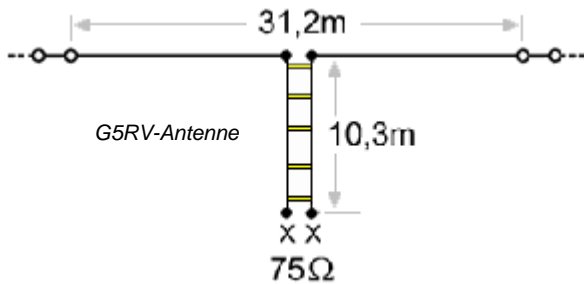
Ein Baluntrafo ca. 6 : 1 transformiert von der Antennen-Impedanz auf 50-Ω herunter, und der symmetrische Ausgang ist an die beiden Strahlerteile angeschlossen, sodaß mit beliebig langem Koaxialkabel gespeist werden kann.

Ein ähnliches Diagramm der Stromverteilung, wie das oben gezeigte, dient im Fragenkatalog dazu, um herauszufinden, ob der Prüfling Halbwellen richtig zählen kann.

Dieses niedliche Spiel machen wir fröhlich schmunzelnd mit. Da ist die . . .

- D-Kurve = eine Halbwelle für das 80-m Band
- C-Kurve = zwei Halbwellen für das 40-m Band
- B-Kurve = vier Halbwellen für das 20-m Band
- A-Kurve = acht Halbwellen für das 10-m Band

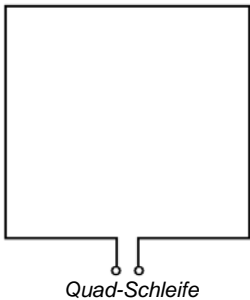




## G5RV-Antenne.

Diese Kompromiß-Antenne wurde nach ihrem Erbauer, dem Funkamateur G5RV benannt.

Für 80 und 40-m nur eingeschränkt brauchbar, ist sie jedoch für die höheren Bänder ein guter Kompromiß.



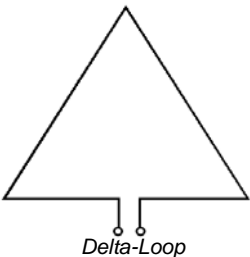
## Schleifenantennen.

Die Quad-Antenne ist eine Ganzwellen-Schleife. Die Seitenlängen sind demnach je eine Viertelwellenlänge lang. Bei geeigneter Speisung läßt sich eine solche Antenne auch für Mehrband-Betrieb bauen.

Schleifenantennen haben eine größere Bandbreite als ein Dipol. Sie strahlen aus ihrer Fläche heraus nach vorn und hinten und ihr Strahlungsminimum ist zu den Seiten, und nach oben und unten.

Als Cubical-Quad werden solche Gebilde mit einem Reflektor-Element angetroffen. Der Umfang des Reflektors ist dann um einige Prozent größer, als der des Strahlers.

Im UKW-Bereich gibt es, ähnlich dem Yagi-Prinzip Quadantennen mit einer größeren Anzahl von Elementen.

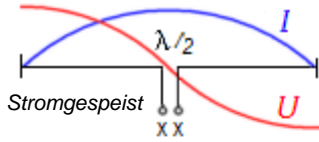


## Die Delta-Loop-Antenne.

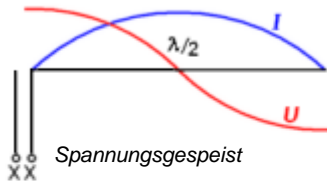
Für ihre Bezeichnung stand der griechische Buchstabe  $\Delta$  = Delta Pate. Ihre Form ist ein gleichseitiges Dreieck mit  $1/3 \cdot \lambda$  langen Seitenlängen. Also ebenfalls eine Ganzwellenschleife.

Auch die Delta-Loop strahlt bidirektional aus ihrer Breitseite. Gelegentlich wird sie als sog. Lazy-Loop (fauler Ring) horizontal betrieben. Denn für eine 80-m-Band Vertikal-Antenne wäre schon ein Mast erforderlich, der mehr als 26-m hoch sein müßte.

## Grundsätzliches über den Dipol.



Der mittengespeiste Halbwellen-Dipol ist Stromgespeist. Denn sein Speisepunkt liegt im Maximum des nebenstehenden Stromdiagramms. Wo viel Strom und wenig Spannung herrscht, ist die Impedanz niederohmig. Serienresonanzkreise sind für ihre Resonanzfrequenz ebenfalls niederohmig. Deshalb gilt: Eine stromgespeiste Antenne ist in Serienresonanz.

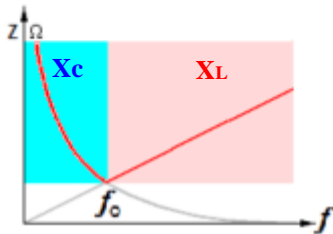


Der endgespeiste Strahler ist Spannungsgespeist. Denn sein Speisepunkt liegt im Maximum des nebenstehenden Spannungsdiagramms. Wo viel Spannung und wenig Strom herrscht, ist die Impedanz hochohmig. Parallelresonanzkreise sind für ihre Resonanzfrequenz ebenfalls hochohmig. Deshalb gilt: Eine spannungsgespeiste Antenne ist in Parallelresonanz.

## Die Blindanteile.

Eine für die Resonanzfrequenz zu lange Antenne hat zu viel Draht. Sie hat eine induktive Blindkomponente. Durch Einschalten einer kapazitiven Komponente, d.h. eines Kondensators, wird diese Blindkomponente eliminiert. Die Antenne ist damit wieder in Resonanz.

Ist die Antenne aber zu kurz, dann hat sie eine kapazitive Blindkomponente. Durch Einschalten einer induktiven Komponente, also einer Spule, wird diese Blindkomponente ebenfalls eliminiert. Die Antenne ist damit wieder in Resonanz.

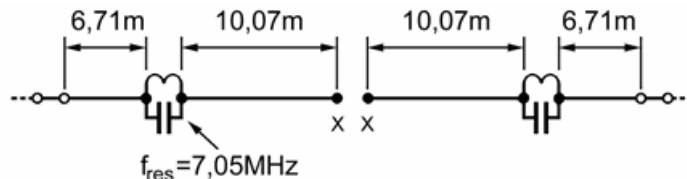


Das nebenstehende Diagramm dieser Gegebenheiten soll helfen, diese Thematik zu begreifen. Ich habe dazu die Kurven des induktiven und kapazitiven Blindwiderstandes ( $X_L$  und  $X_C$ ) ein wenig modifiziert.

Blau unterlegt gezeichnet ist das Verhalten des kapazitiven Blindwiderstandes  $X_C$ , wenn die Antenne zu kurz ist. Die induktive Blindkomponente  $X_L$  beginnt bei der Resonanzfrequenz, im rosa unterlegten Bereich und setzt sich dort aufsteigend fort, wo die Antenne zu lang wird.

## Antennen mit Sperrkreisen (Traps).

Das englische Wort Trap bedeutet Falle. Eine Frequenzfalle, wenn man so will. Die 40-m-Welle ist in dem Bereich zwischen den Traps "gefangen". Denn die beiden Sperrkreise sind für die Resonanzfrequenz 7,05 MHz hochohmig. Dort ist deshalb für 40-m die Welt zu Ende.

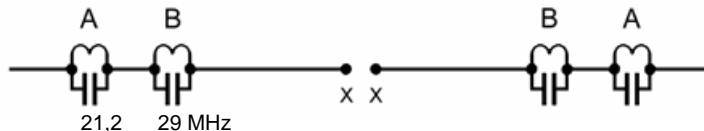


Zwischen den beiden Traps ist die Drahtlänge 21,4-m wirksam. Dann ist das ein Halbwellen-Dipol für das 40-m-Band. Zusammen mit den äußeren Drahtlängen und den "Verlängerungs-Spulen" der Traps, ist die Antenne im 80-m-Band resonant. Und darüber hinaus wirken die Traps für die Resonanz im 20-m- Band, als kapazitive Verkürzung des Strahlers.



Technischer Aufbau eines Trap: In das 10,07-m lange Antennenrohr ist das äußere Rohr (kleineren Durchmessers) isoliert eingeschoben. Das bildet den Kondensator. Freitragend mit Abstand ist die Spule an beide Rohre angeschlossen.

**Multiband Trapdipole** haben mehr als zwei Traps, wie im Bild rechts. Die inneren Strahlerteile sind immer für die kürzeste Wellenlänge ausgelegt, und die Traps B grenzen das ein. Sie sind auf die Mittenfrequenz dieses Bandes abgestimmt.

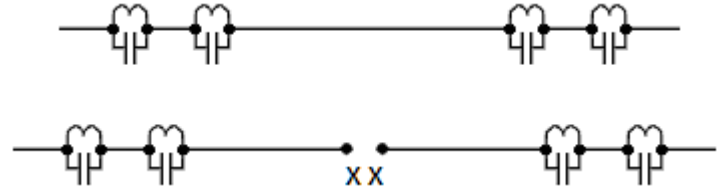


Bis zu den Traps A geht es weiter, mit dem längerwelligen Band. Kurz gesagt: Je länger die wirksame Antenne, desto langwelliger das Band. Die Zeichnung zeigt eine 3-Band-Antenne für 10, 15, und 20-m. Die Traps B begrenzen den inneren Teil der Antenne für das 10-m-Band. Sie sind auf die Bandmitte = 29 MHz abgestimmt.

Das von den Anschlußpunkten XX bis zu den Traps A reichende Antennenteil ist für das 15-m- Band dimensioniert. Die auf 21,2 MHz abgestimmten Traps A begrenzen also für das 15-m- Band. Und wenn auf 20-m gesendet wird, ist die gesamte Antenne wirksam.

## Die Annäherung weiterer Elemente

an den Strahler belastet den Strahler kapazitiv. Das verringert die Impedanz der Antenne. Der Fußpunktwiderstand wird niederohmiger. Und auch die Resonanzfrequenz des Strahlers verschiebt sich ein wenig in Richtung zu niedrigeren Frequenzen. Das ist bei allen Mehrelement Antennen der Fall, und ist zu berücksichtigen.



## Trap-Groundplane Antenne.

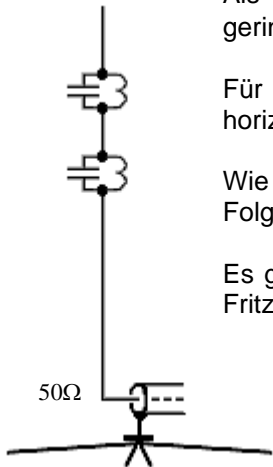
Als Vertikalstrahler werden "halbe" Trapdipole in Ballungsgebieten oft genutzt. Ausschlaggebend ist ein geringerer Platzbedarf in der Horizontalebene. Das fehlende  $\lambda/4$ -Element wird durch Radials ersetzt.

Für jedes der Betriebsbänder wird je ein Viertelwellen langes Radial ausgespannt. Zumeist ist dafür horizontal noch der nötige Platz vorhanden.

Wie jede andere Groundplane-Antenne hat auch diese Variante den Vorteil einer flachen Abstrahlung. Die Folge ist ein gutes DX-Verhalten.

Es gibt mehrere Ausführungen für die unterschiedlichen Anwendungsfälle fertig zu kaufen. Von der Firma Fritzel kennt man:

- 1) die GPA-30, für 10, 15 und 20-m
- 2) die GPA-404, für 10, 15, 20 und 40-m
- 3) die GPA-50, für 10, 15, 20, 40 und 80-m-Band.



Oft werden solche Antennen in Wohnwagen-Gespanssen mitgeführt, und der OM ist im Urlaub erfolgreich mit der Heimat verbunden. Selbstverständlich wird sie aber auch als Feststations-Antenne gern eingesetzt.

## Die Sperrtopf- und die J-Antenne.

Das Beispiel der Sperrtopf-Antenne ist sehr gut geeignet, physikalische Zusammenhänge begreifbar zu machen. Nun können wir das Verhalten der Viertelwellen- Koaxialleitung erfassen. Aus einigen vorangegangenen Beiträgen weiß der Leser schon, daß sie die Transformations-Eigenschaft hoch- zu niederohmig bzw. umgekehrt hat.

Diese Transformation wird mit dem Sperrtopf genutzt. Der Topf besteht aus einem leitfähigen Material, z.B. aus Kupferrohr. Mit einem Topfboden aus einem ebenso leitfähigen Material. Zusammen mit dem Innenleiter, der bis zum isolierenden Topfdeckel reicht, ist das unser Viertelwellen-Trafo.

Der metallische Boden des Topfes ist ein Kurzschluß zwischen Innen- und Außenleiter. Das bedeutet, daß der Ausgang des Viertelwellentrafos, am Topfdeckel hochohmig ist. Der Topf-Innenleiter setzt sich nun außerhalb des Topfes nach oben fort. Vom Topfdeckel aus gesehen ein Halbwellenstrahler. Der Deckel kann z.B. aus Epoxidharz-Platinenmaterial bestehen.

Der hochohmige Halbwellenstrahler ist damit ideal an den eigentlichen Sperrtopf angepaßt. Und nicht nur das: Er kann darüber hinaus als perfekter Symmetriewandler wirken. Diese Eigenschaft wird hier aber fast nicht genutzt.

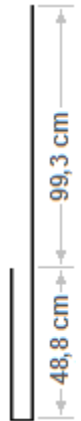
Die Maße für einen 2-m-Sperrtopf (nach Rothammel): Der Sperrtopf vom Boden bis Deckel ist 49,5-cm lang, und hat einen 3 bis 4-mal so großen Durchmesser, wie der Innenleiter.

Zehn Zentimeter vom Topfboden hat der Topf eine Impedanz von  $50\Omega$ . Dort ist das  $50\Omega$ -Speisekabel angeschlossen. Der Topfboden hat ein Loch zur Durchführung des Kabels, und ein weiteres kleines Loch zur Entwässerung für Kondenswasser. Der Topfboden kann geerdet werden.

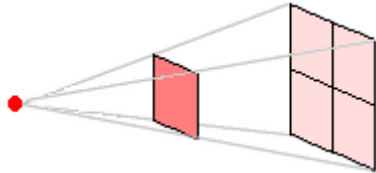
Der Strahler hat außerhalb des Topfes eine Länge von 96-cm.

**Die J-Antenne**, das sieht man sofort, ist eng mit dem Sperrtopf verwandt. Ihr Name erklärt sich aus ihrer Form. Auch sie benutzt eine Viertelwellen-Trafoleitung zur Anpassung an den hochohmigen Strahler.

Für eine 2-m-Band Antenne habe ich Rothammels Maße drangeschrieben. Der Speisepunkt dürfte ähnlich, wie beim Sperrtopf ca. 10-cm vom Kurzschluß sein. Es reizt geradezu dazu, solch ein einfaches Gebilde einmal experimentatorisch auszuprobieren.



## HF-Signale auf Reisen . . .



Abnahme der Strahlungsdichte

Nachdem das Signal die Antenne verlassen hat, gibt es physikalische Gegebenheiten, denen es sich unterzuordnen hat. Schon eine erste Hürde ist die Schwächung des Signals mit größer werdender Entfernung von der Antenne. Es ist, wie ich finde einzusehen, daß es in einer Entfernung, die doppelt so groß ist wie eine erste (gedachte) Entfernung, nur noch ein Viertel der Strahlungsdichte aufweist.

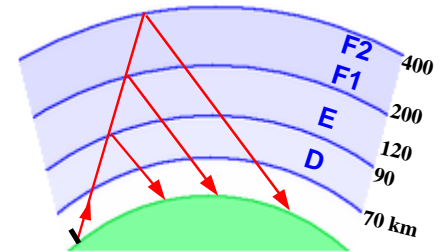
Das Bild zeigt es, daß sich die Strahlungsdichte dort auf eine viermal so große Fläche verteilt. Folglich hat sich das Signal auf ein Viertel abgeschwächt. Das ist eine S-Stufe. HF-Signale, wie auch das Licht schwächen sich mit dem Quadrat zur Entfernung ab.

## Spiegelnde Schichten - Troposphäre und Ionosphäre

umgeben unsere Erde. In Höhen bis 10...11-km findet sich die Troposphäre, die die Ausbreitung der Ultrakurzwellen oberhalb 30-MHz beeinflussen kann.

Die ionosphärischen Schichten aus Gasmolekülen, die von der Teilchenstrahlung der Sonne getroffen werden, z.B. UV-Strahlung, verändern ihre atomare Struktur durch diesen solaren "Beschuß". Es entstehen daraus mehr oder weniger reflektierende bzw. absorbierende Schichten.

Die Reflexionsfähigkeit der Schichten ist abhängig von ihrer verschiedenartigen Beschaffenheit, und der Intensität der solaren Teilchenströme.



Die Gasmoleküle der Ionosphäre sind also je nach Höhe über der Erde unterschiedlich strukturiert, und werden darüber hinaus von Tages- und Jahreszeitlich unterschiedlichem solarem Einfluß mehr oder weniger ionisiert. Man hat trotz dieser unterschiedlichen Zustände versucht, sich eine gewisse "Ordnung" auszudenken.

So befindet sich die F2-Schicht in ca. 400 km Höhe. Sie ermöglicht für das 20, 15 und 10-m-Band die größten Reichweiten. Die F1-Schicht ist in ca. 200 km Höhe, mit kleineren Reichweiten. Zuweilen stört sie bei zu großer Ionisation sogar die F2-Ausbreitung.

Die E-Schicht in ca. 90...120 km Höhe hat die kleinste Reichweite. Und sie tritt nur zeitweise, kurzzeitig auf (Sporadic-E). Absorbierend für das 160-, 80- und 40-m-Band wirkt die D-Schicht tagsüber in ca. 70...90 km Höhe. (Mögel-Dellinger-Effekt).



## Die F2-Schicht.

Durch ihre große Höhe (400-500-km über der Erde) werden die größten Sprungdistanzen möglich. Die maximale Entfernung, die ein KW-Signal bei Reflexion an der F2-Schicht auf der Erdoberfläche mit einem Sprung (Hop) überbrücken kann, beträgt etwa 4000 km. Als Schicht, auf welche die kosmische Strahlung zuerst trifft, die eine große Ionisation erzeugt, mag auch ein Grund dafür sein.

Eine stärkere Ionisierung der F2-Schicht führt zu einer höheren MUF. (maximal usable frequency = höchste brauchbare Frequenz). Der Gegensatz ist LUF = lowest usable frequency = niedrigste brauchbare Frequenz.

## Die F1-Schicht.

Für die Kurzwellenausbreitung über die Raumwelle ist die F1 -Schicht zuweilen hinderlich. Denn wenn die Signale schon an der F1-Schicht absorbiert oder reflektiert werden, sind keine großen Reichweiten über die F2-Schicht erzielbar. Anzutreffen ist sie in ca. 200 km Höhe

## Die E-Schicht

bildet sich in 110...130-km Höhe über der Tagseite der Erde aus. Sie tritt dann zufällig (sporadisch) auf, (Sporadic-E). Die maximale Entfernung, die ein KW-Signal bei Reflexion an der E-Schicht auf der Erdoberfläche mit einem Sprung (Hop) überbrücken kann, beträgt so ca. 2200-km.

Sporadic-E ermöglicht zeitweise auch Reichweiten, die Verbindungen innerhalb Deutschlands und Europas zulassen.

## Die D-Schicht

befindet sich in ungefähr 70 bis 90 km Höhe. Die D-Schicht dämpft tagsüber Kurzwellensignale in den unteren Amateurbändern besonders. Je höher die Frequenz dann wird, umso mehr nimmt die Dämpfung ab. Frequenzen höher oder gleich dem 20-m-Band werden fast nicht durch die D-Schicht gedämpft. Am stärksten trifft es das 80-m- und 160-m-Band. Die D-Schicht führt tagsüber zu starker Dämpfung.

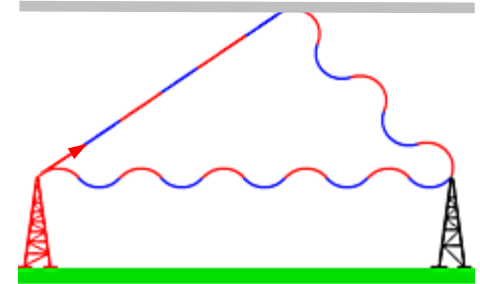
Für den totalen, zeitlich begrenzten Ausfall der Reflexion an der Ionosphäre ist sie verantwortlich. Diese Erscheinung wurde zuerst von den Herren Mögel und Dellinger beschrieben, und hat daher den Namen Mögel-Dellinger-Effekt.

Bei einem Mögel- Dellinger- Effekt glaubt mancher Funkamateur, sein Transceiver sei defekt - weil die Bänder so leer sind, daß er sein Gerät zur Reparatur einschickt. Hat es wirklich schon gegeben ! .... Es „geht“ eben nur noch Bodenwelle. (Bodenwelle ist die direkte Welle, die nicht reflektiert wurde).

## Interferenz (Überlagerung) Auslöschung.

Wenn ein Signal auf mehreren Wegen den Empfänger erreicht, dann überlagern sich diese Signale. Im Falle, daß die Signale eine Phasenverschiebung aufweisen, löschen sie sich mehr oder weniger aus.

In unserem Bild sieht man den Extremfall. Das Bodenwellensignal (horizontal) und das Raumwellensignal kommen mit  $180^\circ$  Phasenverschiebung an der Empfangsantenne an, und sie löschen sich gegenseitig vollkommen aus: Der Empfänger "hört" nichts.



## Unstabile Ionosphäre.

Weil die Ionosphäre unstabil ist, ändert das Raumwellensignal oftmals seine Feldstärke, bevor es beim Empfangsort eintrifft. Dann kann es das direkte Signal nicht in so großem Maße schwächen. Vom Rundfunkempfang ist ein solches "Flutterfading" genanntes Verhalten bekannt.

Im UKW-Bereich hat man Flutterfading auch dann, wenn eine Mobilstation zwischen Alleebäumen hindurch fährt. Mal verstärkt ein Baum durch Reflexion das Signal, weil die momentane Entfernung beim Empfänger zwei phasengleiche Signale ankommen läßt, ein Stück weitergefahren löschen sich die Signale wieder aus.

Im UKW-Betrieb kommt es u.U. zu Auslöschungen, wenn Signale an Gebäuden oder anderen Hindernissen reflektiert werden. Diese Auslöschungen sind stabil, weil sich das Hindernis ja nicht bewegt. Abhilfe schafft ein Frequenzwechsel innerhalb des benutzten Amateurbandes. Dann "paßt" die Wellenlänge nicht mehr, und alles wird gut. . . .

## Die Bodenwellen,

das wurde schon angedeutet, sind die Signale, die den Empfänger auf geradem Weg erreichen. Bodenwellen folgen ein wenig der Erdkrümmung. Sie werden aber umso mehr vom Erdboden absorbiert, je höher die Frequenz ist. Während im 80-m-Band manchmal bis zu 100-km Reichweite zu erzielen ist, verringert sich das auf den höherfrequenten Bändern zum Teil dramatisch.

Die Ultrakurzwellen mit ihrer nahezu quasioptischen Ausbreitung, haben es da etwas besser. Sie werden wie Lichtwellen an Kanten von Gebäuden oder Ähnlichem gebeugt, also abgelenkt. Und in der Troposphäre werden sie von Luftschichten unterschiedlicher Wärme, die sich übereinander lagern reflektiert, wie die Kurzwellen in der Ionosphäre. Ihre Bodenwellenreichweite wird mit ca. 15% über dem optischen Horizont angegeben.

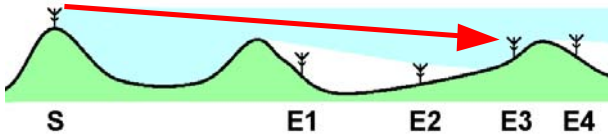
## UKW- Direktverbindungen.

Die Reichweite einer normalen quasioptischen Verbindung steigt mit zunehmender Antennenhöhe, weil die optische Sichtweite zunimmt. Die Reichweite in Kilometern errechnet sich für 2-m-UKW aus:

Wurzel aus Höhe Sender, plus Wurzel aus Höhe Empfänger ( über NN ) multipliziert mit 4,13

Beispiel: Höhe Sender sei 100-m, Empfänger ebenfalls 100-m Wurzel aus beiden, je 10.

$$10 + 10 = 20 \cdot 4,13 = 82,6 \text{ km (Rothammel)}$$



Die Frage nach der besten und schlechtesten Erreichbarkeit zwischen Sender **S** und Empfänger **E1** bis **E4**, sollte wohl auch vom Ungeübten lösbar sein.

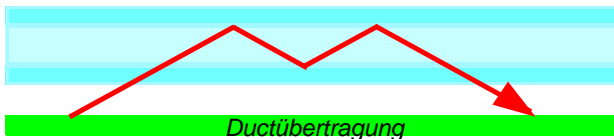
## Troposphärische UKW-Überreichweiten

Die Troposphäre in der sich unser Wetter abspielt, verhält sich normalerweise so, daß die Temperatur mit zunehmender Höhe abnimmt.

Es kommt jedoch zeitweise wetterbedingt zu Inversionen, kalte Schichten legen sich z. B. unter wärmere Schichten und ähnlich. In den Sommermonaten beobachtet man das öfter. Die Wärme der Erdoberfläche steigt abends in die Höhe. Am nächsten Morgen sorgt die Sonnenstrahlung wieder für ein Gleichgewicht, und der Spuk ist zu Ende.

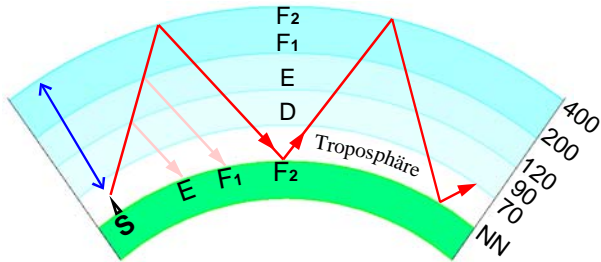
Kalte Schichten haben aber eine größere Dichte als warme.

Und wie in der Optik, werden Strahlen beim Übergang in eine unterschiedliche Dichte gebeugt, ihr Weg wird abgelenkt. Auf diese Weise werden Ultrakurzwellen bei Inversionswetterlagen so gebeugt, daß unter Umständen Reichweiten von 1000-km und mehr erreicht werden.



Ähnlich wie die Kurzwellen an der Ionosphäre abgelenkt werden, wirkt sich das bei UKW aus, aber in Höhen bis etwa 10-km.

Ductübertragung zwischen zwei Inversionsschichten ist ein Sonderfall, der jedoch relativ häufig vorkommt.



Werden Funksignale an der F2-Schicht reflektiert, legen sie die größte Sprungdistanz zurück. (bis ca. 4000-km). Vom Sender S bis Punkt F2 auf der Erde, von wo aus erneute Reflexion in die Ionosphäre erfolgt. Die Signale umrunden auf diese Weise die ganze Erde.

Das Signal ist aber nur in der Umgebung der zur Erde zurückreflektierten Signale hörbar. Zwischen diesen Sprungdistanzen ist kein Empfang möglich - es ist das die "Tote Zone".

Die kritische Grenzfrequenz ( $F_{krit}$ ) ist die höchste Frequenz, die bei senkrechter Abstrahlung von der Ionosphäre noch reflektiert wird.

Der Zustand der verschiedenen Schichten, ist von der kosmischen Strahlung abhängig, die durch die Sonne verursacht wird. Wen wundert es deshalb, daß die größte Sonneneinwirkung auf die Ionosphäre, im Sommer stattfindet - und besonders zur Mittagszeit.

Durch die kosmische Strahlung verschieben sich auch die Bereiche, die nun stärker ionisiert werden. Größere und höhere Bereiche werden ionisiert. Die Schichthöhen verschieben sich nach oben.

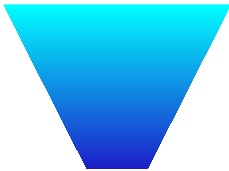
Der Sonnenflecken-Zyklus wird uns alle ca. 11-Jahre beschert. In einem Sonnenflecken-Maximum sind die UV-Strahlung, sowie die Röntgenstrahlung als die wichtigsten genannt, die für eine besonders hohe Ionisation bekannt sind.

Einen Überblick über die Stärke der Sonnenstrahlung verschafft die im GHz-Bereich gemessene Energiestrahlung der Sonne, Fluxwert genannt. Fluxwerte über 100 führen zu einem stark erhöhten Ionisationsgrad in der Ionosphäre und zu einer erheblich verbesserten Fernausbreitung auf den höheren Kurzwellenbändern.

## Die höchste brauchbare Frequenz (MUF)

. . . für eine Funkstrecke wird höher, wenn der Abstrahlwinkel der Sendeantenne kleiner wird.

Denn, wenn wir uns mal vorstellen, die Ionosphäre sei ein Gitternetz, das uns in der Ferne immer engmaschiger erscheint: Auch unserem Funkstrahl kommt es so vor. Steil nach oben gestrahlt, schlüpft er durch die Maschen. Flach abgestrahlt, wird er abgelenkt wie der flache Stein, den wir über's Wasser hüpfen lassen.



Eine Aufgabe: Wie groß ist die obere brauchbare Frequenz (MUF) und die optimale Frequenz  $f_{opt}$  bei Verwendung einer Antenne, die einen Abstrahlwinkel von  $45^\circ$  hat, wenn die kritische Frequenz  $f_{krit}$  mit 3 MHz gemessen wurde ?

Antwort: Die MUF liegt bei 4,2 MHz und  $f_{opt}$  bei 3,6 MHz.

$$MUF = f_{krit} / \sinus \text{ des Abstrahlwinkels}$$

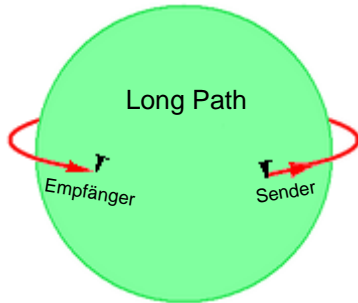
$$f_{opt} = MUF \cdot 0,85$$

$$MUF = f_{krit} \div 45^\circ [\sin] ; 45^\circ \sin = 0,70710678$$

$$\text{also } 3 \text{ MHz} / 0,707106... = 4,24264 \text{ MHz}$$

$$f_{opt} = MUF \cdot 0,85$$

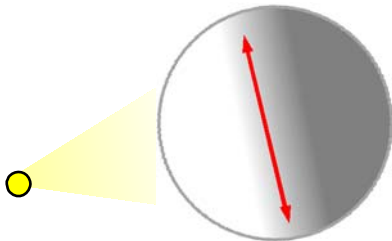
$$\text{also } 4,24264 \text{ MHz} \cdot 0,85 = 3,606244 \text{ MHz}$$



## Funkverkehr über den langen Weg ( long path ).

Die Funkverbindung läuft nicht auf dem direkten Weg zur Gegenstation, sondern über die dem kürzesten Weg entgegengesetzte Richtung.

Bei Funkverkehr über den langen Weg kommt es vor, daß der Funkamateurl sein eigenes Signal zeitversetzt als Echo empfängt.



## Funkverkehr über die "Grey Line".

Die "Grey Line" ist der Streifen der Dämmerungsphase vor Sonnenaufgang oder nach Sonnenuntergang.

Zu der Zeit werden die reflektierenden Schichten von der Sonne seitlich angestrahlt.

## Der "lange Weg".



Eine Amateurfunkstation in Frankfurt / Main will eine Verbindung nach den USA auf dem langen Weg herstellen. Auf welchem Winkel ( Azimut ) muss der Funkamateurl seinen Kurzwellenbeam drehen, wenn die Beamrichtung für den kurzen Weg  $315^\circ$  beträgt? Zwei solcher Fragen können auf den geplagten Prüfling zukommen.

Es geht tatsächlich! Einmal um die ganze Erde. Und es ist eigentlich eine ganz einfache Sache, das Kind zu schaukeln.

Die Darstellung zeigt den direkten (kurzen) Weg nach USA mit dem blauen Pfeil. Wir ziehen von den  $315$  Grad einfach die Hälfte der  $360$  Grad eines Kreises ab.

Wir rechnen  $315$  minus  $180$  Grad und erhalten  $135$  Grad. Mit dieser einfachen Rechnung kommt man solange zurecht, wie der kurze Weg in eine Richtung zeigt, die größer als  $180$  Grad ist.

Ist der direkte Weg in einer Richtung, die kleiner als  $180$  Grad ist, dann sind zu Gradzahl der direkten Richtung  $180$  Grad hinzu zu zählen.

Auch das lässt sich an unserem Bild gedanklich umsetzen. Wir denken uns die Richtung, die vorher den langen Weg bezeichnete, nun als die Richtung des kurzen Weges. Dann hätten wir als Richtung des kurzen Weges  $135$  Grad.

Zu diesen  $135^\circ$  die  $180$  Grad hinzuzählen, ergibt wieder die  $315$  Grad.

# Die Ionosphäre

enthält frei bewegliche elektrische Ladungen, wie es bei den Metallen der Fall ist. Von der Ionosphäre kann man aus diesem Grund ein ähnliches Verhalten elektromagnetischen Wellen gegenüber erwarten wie von den Metallen: Reflexion einfallender und Dämpfung eindringender Wellen. Das wird auch beobachtet.

Die Ionisation der verschiedenen Schichten ist zurückzuführen, auf die Röntgen- und Teilchenstrahlung der Sonne. Diese trifft auf die in diesen Höhen befindlichen Gas- und Materieteilchen, und ionisiert sie. Das heißt, daß die Ionosphäre aus Wolken geladener Teilchen besteht. Die Intensität der Sonneneinstrahlung bewirkt ihre mehr oder minder große Leitfähigkeit.



Kilometerwellen, Hektometerwellen und Dekameterwellen werden an der Ionosphäre reflektiert. Da die Ionosphäre ein schlechter Leiter ist, können sie dabei tief eindringen und stark gedämpft werden. Wann Reflexion und wann Absorption auftritt, hängt von einer Reihe von Umständen ab, die noch zu besprechen sind.

Die Fähigkeit der Ionosphäre, Radiowellen zu reflektieren, ist durch das Vorhandensein frei beweglicher elektrischer Ladungen bedingt. Je mehr solcher Ladungen in einem Kubikzentimeter vorhanden sind, desto besser wird die Ionosphäre reflektieren.

Man nennt diese Zahl der frei beweglichen Ladungsträger pro cm die Trägerdichte. • Sie ist ein Maß für die Ionisierung. Man darf sich die Ionosphäre nicht als eine Schicht ganz bestimmter Dicke vorstellen, mit einem festen Wert der Trägerdichte im Inneren, während außerhalb dieser Schicht keine Ladungsträger vorkommen. Sie hat weder eine scharfe Ober- noch eine scharfe Untergrenze. Vielmehr nimmt von unten an die Trägerdichte zu, ändert sich im Innern dauernd und fällt in sehr großen Höhen in den Weltraum hinaus wieder ab.

Aus dem Gesagten folgt, daß der Reflexionsvorgang an der Ionosphäre etwas anders aussehen wird als etwa die Reflexion an der Erdoberfläche. Die Welle dringt mehr oder minder tief ein und wird dabei gebrochen

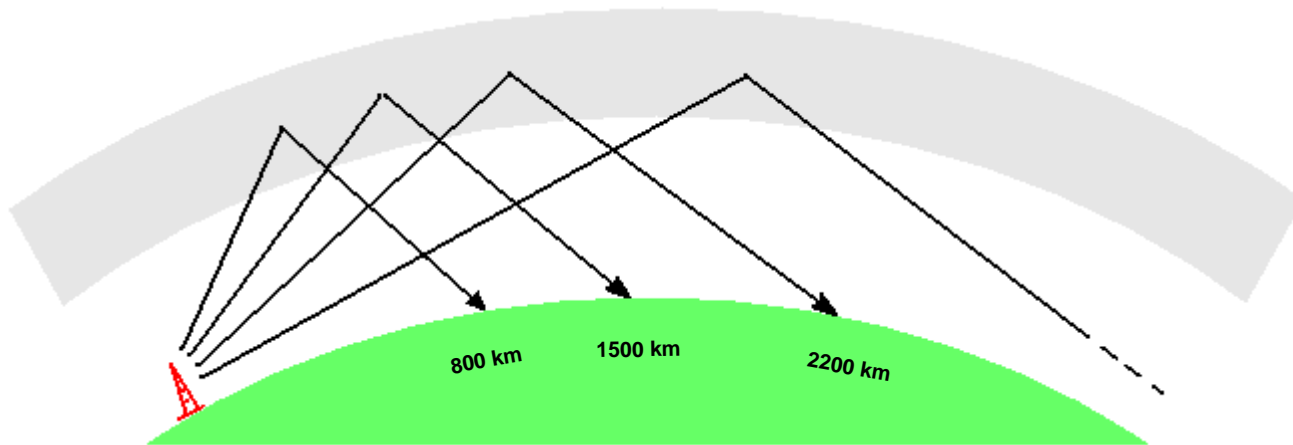
( Ionosphärenverhalten ab S. 165 überwiegend aus "Radiowellen": © 1952 Der Bundesminister der Verteidigung - Führungsstab Bundeswehr • VI 1 )

## Ausbreitung im Kurzwellenbereich ( = 10 bis 80 m)

### Bodenwelle, tote Zone und Entfernungsabhängigkeit der Raumwelle

Mit wachsender Frequenz verliert die Bodenwelle mehr und mehr an Bedeutung. Bei 5 MHz (60 m Wellenlänge) findet man bei trockenem Boden für 1 kW Sendeleistung und 100km Entfernung vom Sender eine Feldstärke von nur 3 dB über  $1\mu\text{V}/\text{m}$ . Bei den noch kürzeren Wellen wird die Bodenwellenreichweite immer kleiner. Umgekehrt setzt die Raumwelle bei immer größeren Entfernungen ein, je kürzer die Wellen werden. Mit wachsender Frequenz entsteht eine immer breiter werdende Zone, in der auch bei starken Sendern kein Empfang möglich ist.

Die Kurzwelle eignet sich daher im allgemeinen nicht für Entfernungen von wenigen hundert Kilometern. Ihr wichtigster Anwendungsbereich ist der Weitverkehr über 1000 km und mehr. Die Sprungentfernung, bei der etwa die Raumwelle einsetzt, ist bis zu etwa 30 m Wellenlänge noch verhältnismäßig gering, steigt dann aber mit kleiner werdender Wellenlänge stark an. Natürlich muß berücksichtigt werden, daß die Sprungentfernung vom Zustand der Ionosphäre abhängt und mit deren Änderungen stark schwankt.



( Ionosphärenverhalten ab S. 165 überwiegend aus "Radiowellen": © 1952 Der Bundesminister der Verteidigung - Führungsstab Bundeswehr • VI 1 )



## Ausbreitung der Grenz- und Kurzwellen - Grundbegriffe und wichtige Erscheinungen

Die Kurzwellen und der als Grenzwelle bezeichnete Bereich an der Grenze von Mittel- und Kurzwellen werden noch mehr als die Längst-, Lang- und Mittelwellen durch die Veränderungen der Ionosphäre beeinflusst, denn die Bodenwelle mit ihren stabilen Ausbreitungsverhältnissen verliert mit wachsender Frequenz mehr und mehr an Bedeutung.

Die Raumwelle wird damit zum entscheidenden Ausbreitungsfaktor. Sie hängt aber von einer Vielzahl von zum Teil schwer vorauszusagenden Erscheinungen auf der Sonne ab. Aus diesem Grunde ist es im Grenz- und Kurzwellenbereich auch nicht möglich, einigermaßen einfach zu handhabende Berechnungsunterlagen, Ausbreitungskurven usw. zu schaffen, wie das in den anderen Bereichen möglich ist.

### Die Bedeutung der Bodenwelle

Im Grenzwellenbereich (200 m bis 80 m Wellenlänge) hat die Bodenwelle eine noch technisch nutzbare Reichweite, die bei genügender Strahlungsleistung über See bis zu 1.000 km reicht, über Land jedoch wesentlich kleiner ist.

Im eigentlichen Kurzwellenbereich (80 m bis 10 m Wellenlänge) spielt die Bodenwelle keine nennenswerte Rolle mehr, wenn nicht die zu überbrückenden Entfernungen sehr klein sind (unter 100 km). Lediglich über See sind auch hier noch etwas größere Bodenwellen-Reichweiten möglich.

### Reflexion an den Ionosphärenschichten

Die Grenzwellen werden je nach dem Erhebungswinkel und den Eigenschaften der Ionosphäre an der E- oder F-Schicht reflektiert. Am Tage müssen sie dabei die D-Schicht durchlaufen und werden in ihr gedämpft. Diese Dämpfung ist jedoch bereits im Grenzwellenbereich so viel schwächer als im Mittelwellenbereich, daß auch am Tage die Raumwelle an der Ausbreitung beteiligt ist.

In der Nacht werden die Grenzwellen im allgemeinen an der F-Schicht reflektiert. Die Kurzwellen können am Tage nur noch bei sehr flachem Einfall gelegentlich von der E-Schicht reflektiert werden. Wann das der Fall ist, hängt von der Frequenz der Welle und von der Grenzfrequenz der E-Schicht ab. Nur bei Tage, d. h. wenn die Ionosphäre über der Funkstrecke von der Sonne bestrahlt wird, ist eine Reflexion an der E-Schicht möglich. Nachts reflektiert allein die F-Schicht. →

## Polarisationsänderung der Raumwelle

Während die Polarisation der Bodenwelle auf dem Ausbreitungsweg nur geringfügigen und im allgemeinen vernachlässigbaren Änderungen unterliegt, wird bei der Übertragung über die Ionosphäre die abgestrahlte Polarisation grundlegend verändert.

Grund ist das Magnetfeld der Erde, das die Bewegung der Elektronen in der Ionosphäre in ähnlicher Weise beeinflusst, wie ein Elektromagnet einen stromdurchflossenen Draht. Eine linear polarisierte Welle spaltet sich beim Eintritt in die Ionosphäre in eine links- und rechtszirkuläre Welle auf, die sich mit verschiedenen Geschwindigkeiten fortpflanzen und verschieden stark gedämpft werden.

Aus der Ionosphäre tritt dann schließlich eine elliptisch polarisierte Welle aus, deren Polarisationsellipse zeitlich schwankt und dadurch den sogenannten Polarisationschwund hervorruft.


Wegen dieser am Empfangsort schräg einfallenden elliptisch polarisierten Welle eignen sich für den Kurzwellenempfang auch Antennen, die horizontale und vertikale Teile enthalten (z. B. die Beverage-Antenne). Für Bodenwellenempfang ist diese Antenne schlecht geeignet, weil dabei nur der kurze vertikale Teil erregt wird.

Die schräg mit den verschiedensten Polarisationsrichtungen einfallende Raumwelle dagegen erregt im allgemeinen auch den langen waagerechten Draht.

## Kritische Frequenz

Das Reflexionsvermögen der Ionosphärenschichten hängt ab, von der Frequenz bzw. der Wellenlänge. Je höher die Frequenz liegt, desto höher hinauf dringen die Wellen. Von einer gewissen Grenzfrequenz ab ist schließlich keine Reflexion mehr möglich. Diese Grenzfrequenz ist für die Praxis des Funkverkehrs äußerst wichtig.

Von einer großen Zahl von Ionosphärenstationen in allen Teilen der Erde werden deshalb die Grenzfrequenzen gemessen. Das dabei angewendete Verfahren wird Echolotung genannt. Dabei wird eine Welle senkrecht nach oben abgestrahlt, deren Frequenz kontinuierlich verändert wird. Eine Empfangseinrichtung in der Nähe des Senders fängt die an der Ionosphäre reflektierte Welle auf. Die Frequenz, bei der der Empfang aussetzt, heißt kritische Frequenz.

Das Verfahren erlaubt es, für jede der einzelnen Ionosphärenschichten - mit Ausnahme der D-Schicht - eine kritische Frequenz zu bestimmen. 

Es gibt also eine kritische Frequenz der E-Schicht, der F1 -Schicht und der F2 -Schicht.

Die kritische Frequenz der Schichten ist keine gleichbleibende Größe, sondern verändert sich unter verschiedenen Einflüssen. Am einfachsten ist das Verhalten der E-Schicht zu übersehen. In der Nacht liegt ihre kritische Frequenz unter 1MHz, d.h. eine Welle von 300 m Wellenlänge, lotrecht nach oben abgestrahlt, wird von der E-Schicht nicht mehr reflektiert. Sie dringt durch bis zur F-Schicht, und wird von dieser zurückgeworfen.

Im Laufe des Tages, wenn die Ionosphäre von der Sonne beschienen wird, steigt die kritische Frequenz der E-Schicht auf 3 – 4 MHz an. Wellen von 100m bis 75m Wellenlänge werden dann beim Echolotungsverfahren gerade noch reflektiert.

Wesentlich komplizierter liegen die Verhältnisse bei der F-Schicht, bzw. bei deren beiden Teilschichten F1 und F2. Hier soll nur die wesentlich wichtigere F2 -Schicht besprochen werden. Ihre kritische Frequenz schwankt in weiten Grenzen. Wie bei der E-Schicht ist sie bei Tage größer als in der Nacht.

Im Winter sind die Unterschiede sehr groß: Nachtwerten von 3 bis 4 MHz stehen Tagwerte bis zu 15 MHz gegenüber. Jedoch schwanken die Werte von Tag zu Tag erheblich, im Gegensatz zur E -Schicht.

Im Sommer sind die Unterschiede zwischen Tag und Nacht geringer. Die kritische Frequenz schwankt nur zwischen etwa 4 bis 5 MHz in der Nacht und 7 bis 11 MHz bei Tage.

Während die E-Schicht verhältnismäßig wenig von der elfjährigen Sonnenfleckenperiode beeinflusst wird, reagiert die F2 -Schicht außerordentlich stark auf Änderungen der Sonnenfleckenzahlen •

In Jahren mit einem Sonnenfleckenmaximum, d.h. wenn die Sonne sehr viele Flecken zeigt, liegen die kritischen Frequenzen höher als in den Jahren eines Minimums. In den Maximum-Jahren steigen die Monatsmittelwerte der kritischen Frequenz auf 8 bis 9 MHz, während sie in Zeiten des Minimums nur 4 bis 5 MHz betragen.

Die Verschiedenheit der Tagesgänge der kritischen Frequenz in den Jahreszeiten, die starke Streuung der Werte von Tag zu Tag und die Abhängigkeit von der Sonnenfleckenzahl zeigen bereits, daß die Übertragungsbedingungen für die Kurzwellen außerordentlich stark schwanken, und daß eine sichere Vorhersage deshalb schwierig ist.

( Ionosphärenverhalten ab S. 165 überwiegend aus "Radiowellen": © 1952 Der Bundesminister der Verteidigung - Führungsstab Bundeswehr • VI 1 )

## Die höchste brauchbare Frequenz (MUF = maximal usable frequency)

Fallen die Wellen nicht senkrecht, sondern schräg in die Ionosphäre ein (bei allen praktischen Funklinien), so ist die Reflexionsgrenze nicht mehr durch die kritische Frequenz, sondern durch die sogenannte Grenzfrequenz gegeben, d. h. die "höchste brauchbare Frequenz" oder MUF.

Die Grenzfrequenz hängt eng mit der kritischen Frequenz zusammen und kann aus ihr, und dem Erhebungswinkel errechnet werden. Sie ist stets größer als die kritische Frequenz.

Mit kleinerem Erhebungswinkel wachsen die Grenzfrequenzen der Schichten. Die der F-Schicht übersteigt schließlich die Sendefrequenz •

Von da an kann die Welle an der F-Schicht reflektiert werden. Bei weiterer Verringerung des Erhebungswinkels erhebt sich sogar die MUF der E-Schicht über die Sendefrequenz. Dann reflektiert die E-Schicht anstelle der F-Schicht.

Man berechnet die MUF aus der kritischen Frequenz durch Multiplizieren mit einer Zahl  $a$ , ( $a = 1 / (\sin. \text{ Erhebungswinkel})$ ). Die Grenzfrequenz ist offenbar am größten, wenn die Welle sehr flach in die Ionosphäre einfällt, d. h. bei möglichst großer Entfernung zwischen Sender und Empfänger.

## Sprungentfernung und tote Zone

Ein Strahl, dessen Sendefrequenz oberhalb der Grenzfrequenz der F2-Schicht liegt, wird nicht reflektiert, sondern durchdringt die Schicht und verläßt die Erde. Es kann nun folgender Fall eintreten: Ein Sender strahlt mit beliebiger Frequenz in alle Raumrichtungen, also sowohl steil nach oben als auch flach über den Boden.

Bei den steilen Strahlen ist die MUF kleiner als die Sendefrequenz, sie werden also nicht reflektiert. Die flacheren Strahlen haben eine über der MUF liegende Sendefrequenz, sie werden reflektiert und kehren zur Erde zurück.

Der Strahl, dessen MUF gerade mit der Sendefrequenz übereinstimmt, begrenzt ein kreisförmiges Gebiet um den Sender herum, das von den Raumwellen nicht erreicht werden kann. Der Halbmesser dieses Kreises, die sogenannte Sprungdistanz hängt nur von der Sendefrequenz und dem jeweiligen Zustand der Ionosphäre ab, der sich in der MUF zahlenmäßig ausdrückt. Er ist unabhängig von der Sendeleistung, kann also nicht durch Leistungserhöhung verkleinert werden. →

Bei den Kurzwellen reicht die Bodenwelle nicht mehr weit. Zwischen der Bodenwellenreichweite und der Sprungentfernung liegt daher eine ringförmige Zone, in der der Sender nicht empfangen werden kann. Sie wird tote Zone genannt.

Mit wachsender Frequenz wird diese tote Zone immer größer: Der innere Kreis wird kleiner, weil die Reichweite der Bodenwelle sinkt. Der äußere Kreis wird größer, weil auch für flachere Winkel die Sendefrequenz noch über der MUF liegt.

Die Grenzfrequenz ändert sich - ebenso wie die kritische Frequenz - mit der Tageszeit, der Jahreszeit und den Sonnenflecken. Dadurch wandert auch die äußere Grenze der toten Zone ständig hin und her, sodaß ein bestimmter Ort abwechselnd innerhalb und außerhalb der Zone liegen kann.

Wegen des Auftretens der toten Zone sind die Kurzwellen zur Überbrückung mittlerer Entfernungen wenig geeignet. Sie werden deshalb vorwiegend im Weitverkehr eingesetzt. Im Bereich über 1000 km spielen sie heute im Funkbetrieb eine wichtige Rolle.

## Dämpfung in der unteren Ionosphäre und niedrigste brauchbare Frequenz (LUF)

Wellen, die an der F-Schicht reflektiert werden, müssen die darunter liegenden Schichten - D und E - zweimal durchdringen. Dabei werden sie - ähnlich wie die Mittelwellen - vor allem in der D-Schicht gedämpft.

Zu den Tageszeiten, an denen die Reflexionsstelle der Ionosphäre von der Sonne bestrahlt ist, wird die Feldstärke niedriger sein als zu den Zeiten, an denen diese Stelle Nacht hat, denn in der Nacht verschwinden die dämpfenden Schichten bis auf geringe Reste.

Bei gleichen Eigenschaften der unteren Schichten ist die Dämpfung umso größer, je niedriger die Frequenz ist, d. h. je länger die Wellen sind. Erhöht man also bei einer Funkverbindung kontinuierlich die Wellenlänge, so gelangt man schließlich an eine Grenze, bei der die Empfangsfeldstärke unter den zulässigen Wert sinkt.

Die Frequenz, bei der dieser Fall eintritt, heißt "niedrigste brauchbare Frequenz" oder LUF. (lowest usable frequency). Im Gegensatz zur MUF ist die LUF von der Sendeleistung abhängig: Durch Leistungssteigerung kann man die Feldstärke der gedämpften Welle erhöhen und damit wieder auf den mindestens erforderlichen Wert bringen. Die LUF kann also durch Leistungserhöhung erniedrigt werden.



Die Größen LUF und MUF hängen nicht nur vom allgemeinen Zustand der Ionosphäre und von der Entfernung Sender - Empfänger ab, sondern auch von den geographischen Standorten, da die Eigenschaften der Ionosphäre auch örtlich verschieden sind.

Vor allem die Gegenden in der Nähe der Pole unterscheiden sich von den übrigen Teilen der Erde. Das ist verständlich: In Äquatornähe fallen die Sonnenstrahlen fast senkrecht ein und können deshalb dort eine stärkere Ionisierung hervorrufen als in Polnähe, wo die Sonnenstrahlen unter ganz flachen Winkeln ankommen.

## Störungen des Funkverkehrs durch Ionosphärenstörungen

In anderen Wellenbereichen auftretende Störungen, wie atmosphärische und industrielle Störungen, Eigenrauschen der Empfänger, überlagern sich dem Empfangssignal, ohne dieses selbst in seiner Größe zu verändern. Die im Kurz- und Grenzwellenbereich hinzukommenden Störungen dagegen setzen die Empfangsfeldstärke herab. Sie werden durch Veränderungen in der Ionosphäre hervorgerufen, die ihrerseits ihre Ursache in außergewöhnlicher Strahlung der Sonne haben.

Diese Ionosphärenstörungen treten in zwei verschiedenen Arten auf, die als Mögel-Dellinger-Störungen und als magnetische Stürme bezeichnet werden.

Die Mögel-Dellinger-Störungen machen sich als plötzliches Aussetzen der Raumstrahlung bemerkbar. Nach 15 Minuten bis längstens einer Stunde steigt die Empfangsfeldstärke wieder auf den Wert an, den sie vor der Störung hatte.

Bei niedriger Sonnenfleckenzahl, d.h. in Jahren des Minimums, treten diese Störungen nur einige Male im Jahre auf. Bei großer Sonnenfleckenzahl können sie täglich mehrere Male beobachtet werden. Sie stellen dann eine recht empfindliche Beeinträchtigung des Funkverkehrs dar.

Ihre Ursache ist in plötzlichen Ausbrüchen von ultravioletter Strahlung auf der Sonne zu suchen, die die Ionosphäre bis zur D-Schicht durchdringt und diese sehr stark ionisiert. Grenz- und Kurzwellen, welche die D-Schicht durchdringen, werden dann in ihr so stark gedämpft, daß keine nennenswerte Reflexion an der F-Schicht mehr möglich ist. Hier geschieht also das gleiche wie bei den längerwelligen Mittelwellen am Tage an der normalen D-Schicht. Die anderen Schichten (E und F) werden durch die Strahlung nicht oder kaum beeinflusst. Mögel-Dellinger-Effekte treten nur an der sonnenbeschienenen Ionosphäre auf, d.h. am Tage, weil die Ultraviolettstrahlung sich ebenso geradlinig ausbreitet, wie das Licht.

# Magnetische Stürme

Die magnetischen Stürme dauern länger als die Mögel-Dellinger-Störungen und setzen nachts ein. Sie wirken am unangenehmsten auf solche Funkverbindungen, die über die Polargebiete laufen. Sie werden von einer Strahlung elektrisch geladener Teilchen - Ionen und Elektronen - hervorgerufen.

Auch diese Strahlung kommt von der Sonne. Im Magnetfeld der Erde werden die Teilchen auf komplizierten Bahnen auf die Nachtseite der Erde gelenkt und rufen dann mehr oder weniger starke Störungen der Ionosphäre hervor, die meist von Nordlichtern begleitet sind.

Im Polargebiet, nördlich des 55. bis 60. Breitengrades und im entsprechenden Umkreis des Südpols wird dabei oft die F-Schicht vollkommen zerstört. Die Veränderungen in der Ionosphäre verursachen erhebliche Schwankungen im Magnetfeld der Erde.

In den gemäßigten Zonen sinkt die kritische Frequenz auf außerordentlich niedrige Werte, sodaß viele Verbindungen ganz ausfallen. Bei weniger starken magnetischen Stürmen kann man noch auf niedrigere Frequenzen ausweichen. Die Frequenzen des Grenzwellenbereiches, die an sich schon niedriger liegen, werden weniger stark betroffen, als der eigentliche Kurzwellenbereich.

Magnetische Stürme wiederholen sich häufig am nächsten Tag. Zuweilen treten sie mehrere Tage oder auch Wochen hintereinander zur gleichen Tageszeit auf. Der am meisten betroffene Überseefunkverkehr nach Nordamerika wird dadurch empfindlich gestört.

Auch die magnetischen Stürme treten in den Jahren großer Sonnenfleckenzahlen häufiger auf als in fleckenarmen Jahren. Eine Erscheinung ist noch beachtenswert: Magnetische Stürme wiederholen sich oft nach 27 Tagen. Das ist genau die Zeit, die die Sonne zur Umdrehung um ihre eigene Achse braucht. Die Störungen gehen also offenbar von bestimmten Stellen der Sonnenoberfläche aus, die dann nach einem Umlauf wiederkehren.

( Ionosphärenverhalten ab S. 165 überwiegend aus "Radiowellen": © 1952 Der Bundesminister der Verteidigung - Führungsstab Bundeswehr • VI 1 )

## Ausbreitung im Grenzwellen-Bereich - 80 bis 200 m - Band

Dieser Bereich wird meist den Kurzwellen zugerechnet. Praktische Gesichtspunkte lassen es jedoch zweckmäßig erscheinen, ihm eine gewisse Sonderstellung zuzuweisen.

Wie bereits erwähnt, eignen sich diese Wellenlängen aufgrund ihrer Ausbreitungseigenschaften für Verbindungen über kurze und mittlere Entfernungen und erfordern dabei nur einen verhältnismäßig geringen technischen Aufwand.

Von dem angrenzenden Mittelwellenbereich unterscheidet sich der Grenzwellenbereich vor allem durch die auch am Tage vorhandene Raumwelle.

Wegen ihrer höheren Frequenz werden die Grenzwellen von der D-Schicht weniger gedämpft. Jedoch ist die Dämpfung immerhin noch so stark, daß die Raumwelle am Tage erheblich schwächer ist als in der Nacht. Von den eigentlichen Kurzwellen unterscheiden sich die Grenzwellen dadurch, daß keine oder eine nur sehr schmale tote Zone vorhanden ist.

## Bodenwelle und tote Zone

Der Grenzwellenbereich ist der letzte der hier zu besprechenden Frequenzbereiche, bei denen die Bodenwelle auf nennenswerte Entfernungen nutzbar ist.

Bei 100 Watt Sendeleistung kann beispielsweise eine 200 m-Welle über mittlerem Boden in 100 km Entfernung vom Sender eine Feldstärke von 30 dB über 1  $\mu\text{V}/\text{m}$  erzeugen. Die 100 m-Welle erzeugt dort bei gleicher Leistung nur noch 12 dB über 1  $\mu\text{V}/\text{m}$ . In den anspruchloseren Betriebsarten - z.B. Telegrafie - kann man jedoch auch mit dieser Feldstärke noch ohne weiteres ausreichenden Empfang erzielen.

Die Raumwelle setzt bei etwa 100 km Entfernung ein (Sprungentfernung = 100 km).

Da einerseits die Bodenwelle bereits bei mäßiger Senderleistung (100 W) eine Reichweite von mindestens 100 km hat, andererseits die Raumwelle bei 100 km einsetzt, gibt es bei den Grenzwellen im allgemeinen keine tote Zone.

Bei sehr ungünstigen ionosphärischen Bedingungen kann allerdings die Raumwelle in 100 km Entfernung vom Sender noch zu schwach sein. Dann tritt u.U. eine Zone ungenügender Versorgung auf.

Im übrigen spielt natürlich die Sendeleistung eine entscheidende Rolle: Erhöht man sie, so steigt die Reichweite der Bodenwelle.

( Ionosphärenverhalten ab S. 165 überwiegend aus "Radiowellen": © 1952 Der Bundesminister der Verteidigung - Führungsstab Bundeswehr • VI 1 )



## Tagesverlauf der Raumwelle

Sieht man von dem stets vorhandenen Interferenzschwund ab, so bleibt der folgende Tagesverlauf.

In der Nacht ist die Feldstärke der Raumwelle relativ hoch. Mit Sonnenaufgang beginnt sie zu sinken und nimmt während des ganzen Vormittags ab. In den Mittagsstunden bleibt sie je nach Jahreszeit kürzere oder längere Zeit auf einem Tageswert. Nachmittags steigt sie langsam an und erreicht kurz nach Sonnenuntergang wieder den Nachtwert.

Der Unterschied zwischen Tag- und Nachtfeldstärke hängt von der Frequenz ab. Er ist umso größer, je länger die Wellen sind.

## Schwunderscheinungen

Wenn die Raumwelle bereits stärker als die Bodenwelle ist, können Erscheinungen auftreten, die den Dämmerungseffekten entsprechen. Davon sind vor allem die höchsten Frequenzen des Grenzwellenbereiches betroffen (oberhalb 3 MHz, d.h. 100 m Wellenlänge). Bei den übrigen Frequenzen überwiegt in dieser Randzone meist die Bodenwelle, sodaß die Schwundtiefen nur gering sind.

Die Bodenwelle allein zeigt keinen Schwund. In Sendernähe, d. h. in dem raumwellenfreien Bereich, ist daher immer schwundfreier Empfang möglich. Die Raumwelle zeigt stets Schwund, auch wenn sie nicht mit der Bodenwelle interferiert. Er rührt von der Interferenz mehrerer Raumwellen her.

Dieser Raumwellenschwund ist bekannt und wird bei Planungsrechnungen berücksichtigt. Unangenehmer als dieser stets vorhandene Raumwellenschwund ist der Schwund, der durch die Interferenz von Boden- und Raumwelle entsteht.

Diese Erscheinung tritt dann auf, wenn beide Wellen mit etwa gleicher Feldstärke am Empfangsort einfallen. Sie kann bei einer Funkverbindung u.U. täglich am Morgen und Abend auftreten, wenn die Feldstärke der Raumwelle am Tage niedriger, in der Nacht aber höher liegt als diejenige der Bodenwelle. Dann gibt es in der Morgen- und Abenddämmerung eine Zeit, zu der beide gleich sind. Man spricht deshalb auch von Dämmerungseffekten.

Die einzelnen Schwundeinbrüche gehen dabei tief herunter. Durch die aufeinanderfolgenden Einbrüche wird der Empfang empfindlich gestört, u.U. sogar unmöglich gemacht.



( Ionosphärenverhalten ab S. 165 überwiegend aus "Radiowellen": © 1952 Der Bundesminister der Verteidigung - Führungsstab Bundeswehr • VI 1 )

Eine besondere Art von Schwunderscheinungen kann man an Orten beobachten, die in Sprungentfernung liegen. Mit der täglichen Veränderung der Ionosphäre, wandert die Sprungentfernung etwas hin und her. Der Empfangsort kann dann abwechselnd im reinen Bodenwellenbereich oder im Interferenzbereich von Boden- und Raumwelle liegen.

## Ausbreitung im Kurzwellenbereich (10 bis 80 m)

### Bodenwelle, tote Zone und Entfernungsabhängigkeit der Raumwelle

Mit wachsender Frequenz verliert die Bodenwelle mehr und mehr an Bedeutung. Bei 5 MHz (60 m Wellenlänge) findet man (Bodenwelle bei trockenem Boden) für 1 kW Sendeleistung und 100 km Entfernung vom Sender eine Feldstärke von nur noch 3 dB über  $1 \mu\text{V}/\text{m}$  vor. Bei den noch kürzeren Wellen wird die Bodenwellenreichweite immer kleiner.

Umgekehrt setzt die Raumwelle bei immer größeren Entfernungen ein, je kürzer die Wellen werden. Mit wachsender Frequenz entsteht eine immer breiter werdende Zone, in der auch bei starken Sendern kein Empfang möglich ist.

Die Kurzwelle eignet sich daher im allgemeinen nicht für Entfernungen von wenigen hundert Kilometern. Ihr wichtigster Anwendungsbereich ist der Weitverkehr über 1000 km und mehr. Die Sprungentfernung, bei der etwa die Raumwelle einsetzt, ist für etwa 10 MHz noch verhältnismäßig gering, steigt dann aber mit höher werdender Frequenz stark an.

Natürlich muß berücksichtigt werden, daß die Sprungentfernung vom Zustand der Ionosphäre abhängt und mit deren Änderungen stark schwankt.

Die niedrigsten Frequenzen des Kurzwellenbereichs bis zu ca. 6 - 7 MHz sind noch für den Nahverkehr brauchbar. Die Raumwellen des Frequenzbereiches zwischen 4 und 6 MHz zeigen am Tage ein Verhalten, das von dem des Grenzwellenbereiches deutlich abweicht: Vom Rand des Raumwellenbereiches (Sprungentfernung) steigt die Raumwellenfeldstärke mit zunehmender Entfernung zunächst an, um später wieder langsam zu sinken.

Für ca. 6 MHz ist in 90 km Entfernung mit 16 dB über  $1 \mu\text{V}/\text{m}$  zu rechnen, bei 380 km sinkt der Wert auf 8 dB. Erst bei 700 km Entfernung ist die Feldstärke wieder beim Anfangswert von 16 dB über  $1 \mu\text{V}/\text{m}$  angelangt. Nachts verhält sich die Kurzwelle wie die Grenzwellen. Von der Sprungentfernung an steigt die Feldstärke zunächst mit wachsender Entfernung, die spätere Abnahme geht nur sehr langsam vor sich.

( Ionosphärenverhalten ab S. 165 überwiegend aus "Radiowellen": © 1952 Der Bundesminister der Verteidigung - Führungsstab Bundeswehr • VI 1 )

## Die höchste und niedrigste brauchbare Frequenz (MUF und LUF)

Im Kurzwellenbereich sind diese Größen von ausschlaggebender Bedeutung. Die MUF ist unabhängig von der Sendeleistung. Sie hängt nur von der Beschaffenheit der Ionosphäre an dem Punkt ab, an dem die Welle reflektiert wird. Sie ist zu der Tageszeit am größten, zu der an der Reflexionsstelle Mittag, und am niedrigsten, wenn dort Mitternacht ist.

Sie verändert sich im Laufe des Jahres und im Zuge der 11-jährigen Sonnenfleckenperiode. Außerdem hängt sie von der geographischen Lage des Reflexionspunktes ab. Die Grenzfrequenz ist für Punkte in Äquatornähe größer als für Orte in Polnähe.

Wegen der Kompliziertheit des Problems und der Vielzahl der für eine Prognose erforderlichen Ionosphären Daten muß die Berechnung der MUF den Funkberatungsstellen überlassen bleiben. Nicht anders ist es bei der LUF, die durch die Dämpfung in den unteren Ionosphärenschichten, vor allem der D-Schicht, bedingt ist. Auch sie kann nur durch die Funkberatung errechnet werden.

Im Gegensatz zur MUF hängt sie von der Sendeleistung ab. Vergrößerung der Sendeleistung setzt die LUF herunter, Verkleinerung herauf. Bei zu kleiner Leistung kann die LUF über der MUF liegen. In diesem Falle ist ein Funkbetrieb nicht möglich.

## Tag- und Nachtfrequenz

Sowohl die MUF als die LUF zeigen einen Tagesgang: Wenn am Reflexionsort Mittag ist, sind beide am höchsten, wenn dort Nacht ist, am niedrigsten.

Man kann deshalb meist nicht in allen 24 Stunden des Tages mit der gleichen Frequenz arbeiten und die Funkanlagen für den Weitverkehr müssen auf häufigen Frequenzwechsel eingerichtet sein. Sie bedürfen dazu vor allem besonderer Antennen, der Breitband-Antennen, die für verschiedene Frequenzen, also ein breites Frequenzband verwendbar sind.

Welche Frequenzen für Tag bzw. Nacht geeignet sind, entnimmt man am besten den Funkwettervorhersagen des Fernmeldetechnischen Zentralamtes. Im allgemeinen liegen die Tag- und Nachtwellen in folgenden Bereichen:

Tagwellen = 10 bis 18 m Wellenlänge, Nachtwellen = 24 bis 40 m Wellenlänge •

( Ionosphärenverhalten ab S. 165 überwiegend aus "Radiowellen": © 1952 Der Bundesminister der Verteidigung - Führungsstab Bundeswehr • VI 1 )

## Ausbreitung in mehreren Sprüngen

Entfernungen über 3000 km können wegen der Erdkrümmung von der Raumwelle nicht mehr mit einer einzigen Reflexion überbrückt werden. Die Welle kann jedoch nach ihrer Rückkehr zur Erde vom Boden erneut zur Ionosphäre reflektiert werden.

So entsteht ein Zickzackweg des Funkstrahls zwischen Erde und Ionosphäre. Da im allgemeinen die Reflexionsverluste bei den Kurzwellen gering sind, können durch diese "Zickzack-Reflexionen" große Entfernungen überbrückt werden. Bei den Überseeverbindungen sind stets mehrere Sprünge notwendig.

Eine Funkverbindung kann gleichzeitig auf mehreren Wegen zustande kommen. Das führt nicht nur zu unangenehmem Interferenzschwund, sondern auch zu den sogenannten Nahechos. Die verschiedenen Funkwege sind nämlich verschieden lang, dementsprechend auch die Zeit, die ein Signal braucht, um vom Sender zum Empfänger zu gelangen.

Das gleiche Signal kommt also mehrere Male kurz hintereinander am Empfangsort an, wobei die Zeitunterschiede nur wenige Millisekunden betragen. Normale Funktelegrafie und Funktelefonie werden dadurch wenig oder garnicht gestört.

Unter günstigen Umständen kann ein Funksignal auch die ganze Erde umlaufen. Es benötigt dazu etwa 12 bis 14 Sprünge. Auch das führt zu Echoerscheinungen: Ein Signal läuft direkt vom Sender zum Empfänger, das andere auf entgegengesetztem Weg um die Erde oder auch in gleicher Richtung über den Empfänger hinweg noch einmal ganz um die Erde. Auch dabei treten Zeitunterschiede in der Ankunft der Signale auf, die als Umlaufechos bezeichnet werden.

Die Zeitdifferenz beträgt hier maximal 138 Millisekunden (1/7 Sekunde). Das ist genau die Zeit, die die Welle für einen vollen Umlauf um die Erde braucht.

( Ionosphärenverhalten ab S. 165 überwiegend aus "Radiowellen": © 1952 Der Bundesminister der Verteidigung - Führungsstab Bundeswehr • VI 1 )

## Schwunderscheinungen

Die Raumwelle ist stets schwundbehaftet. Es gibt also keine Kurzwellenübertragung ohne Schwund. Die einzelnen Schwundeinbrüche folgen verhältnismäßig schnell aufeinander, etwa im Abstand von einer Sekunde. Ihre Tiefe erfordert einen um mindestens 7 - 15 dB größeren Abstand des mittleren Pegels vom Rauschen, als es bei schwundfreier Feldstärke notwendig wäre. Das bedingt höhere Senderleistungen.

Die den Empfang behindernden Auswirkungen des Schwundes kann man durch Maßnahmen vermindern, die im folgenden besprochen werden sollen.

## Mehrfachempfang (Diversity)

Bei dieser Schwundminderungs-Methode verwendet man zwei oder mehr Empfangsantennen, die in einem Abstand von mindestens 10 Wellenlängen voneinander stehen.

Nach neuesten Meßergebnissen ist eine Aufstellung der Antennen quer zur Einfallsrichtung am vorteilhaftesten. Die Antennenleitungen werden einem elektronischen Schalter zugeführt, der stets die jeweils höchste Antennenspannung auswählt und dem Empfänger zuführt.

Die auf diese Weise erreichte Schwundminderung beruht darauf, daß an genügend weit entfernten Empfangsorten der Schwund verschieden groß ist.

Die Wahrscheinlichkeit, daß an allen Empfangsstellen zugleich die Feldstärke einen tiefen Einbruch zeigt, ist sehr gering. Der Schalter wird meist eine Antenne mit einer für den Empfang genügend hohen Spannung vorfinden. Diese Methode wird Umschaltdiversity genannt.

Neben diesem Mehrfachempfang mit Umschalten gibt es noch die Möglichkeit, der Kombinationsdiversity. Auf das dazu erforderliche Gerät, den sogenannten Kombinator, wird hier nicht eingegangen.

Dieses Verfahren liefert einen noch etwas besseren Schwundausgleich als der Mehrfachempfang mit Umschalten.

( Ionosphärenverhalten ab S. 165 überwiegend aus "Radiowellen": © 1952 Der Bundesminister der Verteidigung - Führungsstab Bundeswehr • VI 1 )

## Schwund bei troposphärischer Ausbreitung

Die Feldstärken in der Beugungszone zeigen meist langsame Schwankungen um mehrere dB, oft sogar über 10 dB, die durch Änderungen der meteorologischen Situation bedingt sind. Tiefe, mit wachsender Entfernung häufiger auftretende Einbrüche haben ähnliche Ursachen wie die in der Interferenzzone. Im allgemeinen sind die Feldstärken nachts etwas höher als am Tage. Die Unterschiede zwischen Tag und Nacht betragen bis zu 10 dB.

Die Streufeldstärke ist durch dauernden tiefen Schwund gekennzeichnet. Die Zahl der Schwundeinbrüche schwankt zwischen einem in mehreren Minuten, bis zu mehreren in der Sekunde. Man spricht deshalb von "schnellem Schwund" im Gegensatz zum langsamen Schwund in der Beugungszone.

Die Schwundhäufigkeit hängt von der Frequenz, und von der Entfernung zwischen Sender und Empfänger ab: Je höher die Frequenz und je größer die Entfernung, desto häufiger folgen die Schwundeinbrüche aufeinander. Außerdem hängt die Schwundhäufigkeit von der Tageszeit, und von der meteorologischen Situation ab. Am Tage werden im allgemeinen mehr Schwundeinbrüche in der Minute beobachtet als in der Nacht.

Bei Inversionsausbreitung wird der Schwund erheblich langsamer. Die Schwundtiefe in der Scatterzone ist eine Größe, die sich nur statistisch erfassen läßt. Sie wird durch Größen charakterisiert, die angeben in wieviel der Zeit ein gewisser Feldstärkepegel überschritten wird. Der Feldstärkewert, den man aus Ausbreitungskurven entnimmt, ist der sogenannte Medianwert (Mittelwert). Das ist der Feldstärkewert, der in 50% der Zeit überschritten wird. Der in 90% der Zeit überschrittene Wert liegt etwa 14 dB tiefer, und der in 99% der Zeit überschrittene sogar 25 dB tiefer.

Fordert man also bei Planungsrechnungen, daß die Feldstärke in 99% der Zeit einen gewissen Geräuschabstand hält, so darf man nicht mit Ausbreitungswert-Tafeln rechnen, sondern muß mit einem um 25 dB niedrigeren Wert rechnen.

Man spricht dann von einer Erfolgswahrscheinlichkeit von 99%. Der Übergang von der Beugungs- in die Scatterzone geht auch bei den Schwunderscheinungen nicht plötzlich vor sich. Der schnelle Schwund setzt bereits in der Beugungszone mit geringen Schwundtiefen ein, die mit wachsender Entfernung größer werden, und dann erst in der Scatterzone ihre maximale Tiefe erreichen.

( Ionosphärenverhalten ab S.165 überwiegend aus "Radiowellen": © 1952 Der Bundesminister der Verteidigung - Führungsstab Bundeswehr • VI 1 )

Bis hierhin . . . .  
habe ich die Krücken gebastelt.

Und ich hoffe, daß andere Leidende sie auch benutzen werden.  
Man kann nicht wirklich alles beleuchten, was wichtig wäre.  
Da könnte man ein Leben lang weiterschreiben.

Weiterschreiben werde ich, wenn den Benutzern das Bisherige  
als sinnvoll erscheint.

Schauen Sie also mal rein, und Meinungsäußern Sie sich.  
Aber bitte bedenken Sie, daß nicht der versierte Funkamateurl,  
sondern der interessierte Fleischergeselle oder Bäckerlehrling,  
etwas ihm Helfendes, aus meinem Geschreibsel herausklauben  
soll, um damit die Prüfung zu bestehen.

Vielleicht stimmen er und ich in der "Wellenlänge" überein ?

Sagen Sie ruhig: "Alles schon mal dagewesen", oder ähnlich .

Oder machen Sie mir Mut zum Weitermachen.

Senden Sie Ihre Schelte an:



DL9HCG  
Günter Lindemann, Meiendorfer Straße 25, 22145 Hamburg.  
Tel.: 040-69458633, E-Mail: dl9hcg@alice-dsl.net  
SKYPE: dl9hcg