

Labor für Nachrichtentechnik an der Dualen
Hochschule Baden Württemberg in
Friedrichshafen

=====

Projekt: Empfang von DCF77-Signalen mit einer aktiven magnetischen Antenne und der PC- Soundkarte

Autor:

Gunthard Kraus, DG8GB, Oberstudienrat i. R.

Gastdozent an der Dualen Hochschule Baden-Württemberg in Friedrichshafen

Email: mail@gunthard-kraus.de

Homepage: www.gunthard-kraus.de

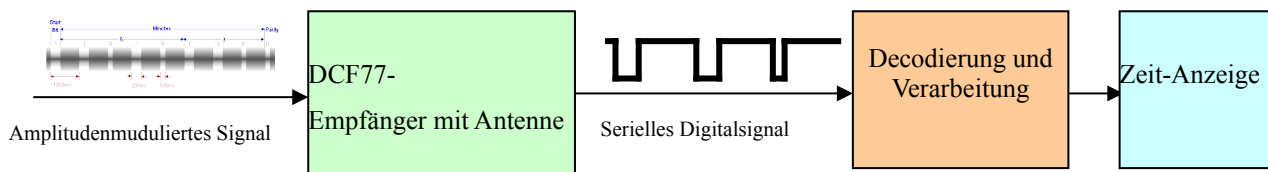
1. Informationen zum DCF77-Signal

DCF77 sendet auf der **Normalfrequenz 77,5 kHz** und liefert Zeitinformation in kodierter Form. Die abgestrahlte Sendeleistung (ERP = Effective Radiated Power) beträgt etwa 27 kW und das ergibt eine Reichweite von ca. 2000 km im Umkreis um Frankfurt/Main bzw. Mainflingen im Taunus.

Das DCF77-Zeitsignal samt der hochgenauen Trägerfrequenz wird von der Physikalisch Technischen Bundesanstalt (PTB) in Braunschweig mittels Atomuhren erzeugt.

Der DCF77-Sender ist der in Deutschland einzige und mit einfachen Mitteln leicht empfangbare Zeitzeichensender. Er synchronisiert jede in Betrieb befindliche „Funkuhr“ und liefert die für die Bundesrepublik Deutschland gültige Zeit („MEZ“).

Zum Empfang des DCF77-Zeitsignals benötigt man grundsätzlich immer einen Empfänger, der nach Empfang und Verstärkung dieses „**ASK-Signal**“ demoduliert und einen verwertbaren seriellen digitalen Datenstrom an den Decoder (z: B. Mikrocontroller oder PC) ausgibt:



ASK (= Amplitude Shift Keying) bedeutet:

Das 77,5 kHz-Trägersignal wird mit **Sekundenmarken amplitudenmoduliert**, indem zu Beginn jeder Sekunde die **Trägeramplitude für 100 ms bzw. 200 ms auf 25% abgesenkt wird**. **Eine 100 ms lange Absenkung entspricht einer logischen Null (= 0-Bit), die 200 ms lange Absenkung einer logischen Eins (= 1-Bit).**

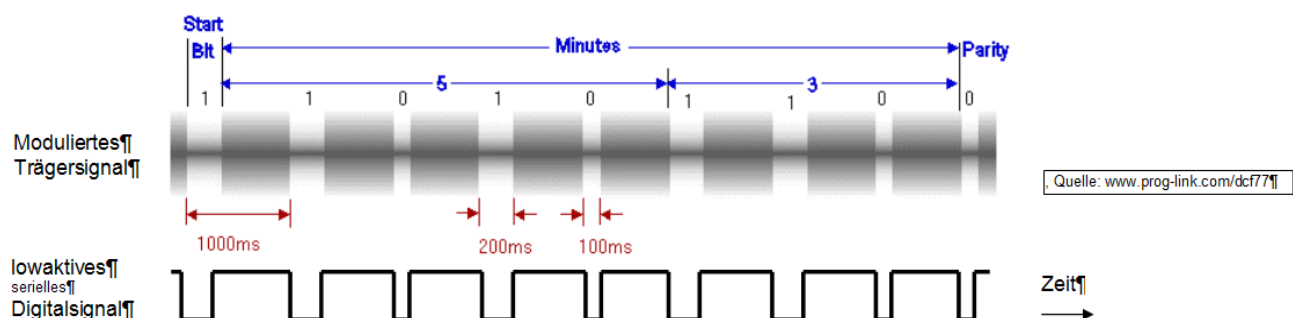
Eine Sekunde beginnt genau mit der einsetzenden Absenkung.

Die 59. Sekunde (= 60. Sekundenmarkierung) fehlt und diese Lücke dient zur Synchronisation beim Empfänger.

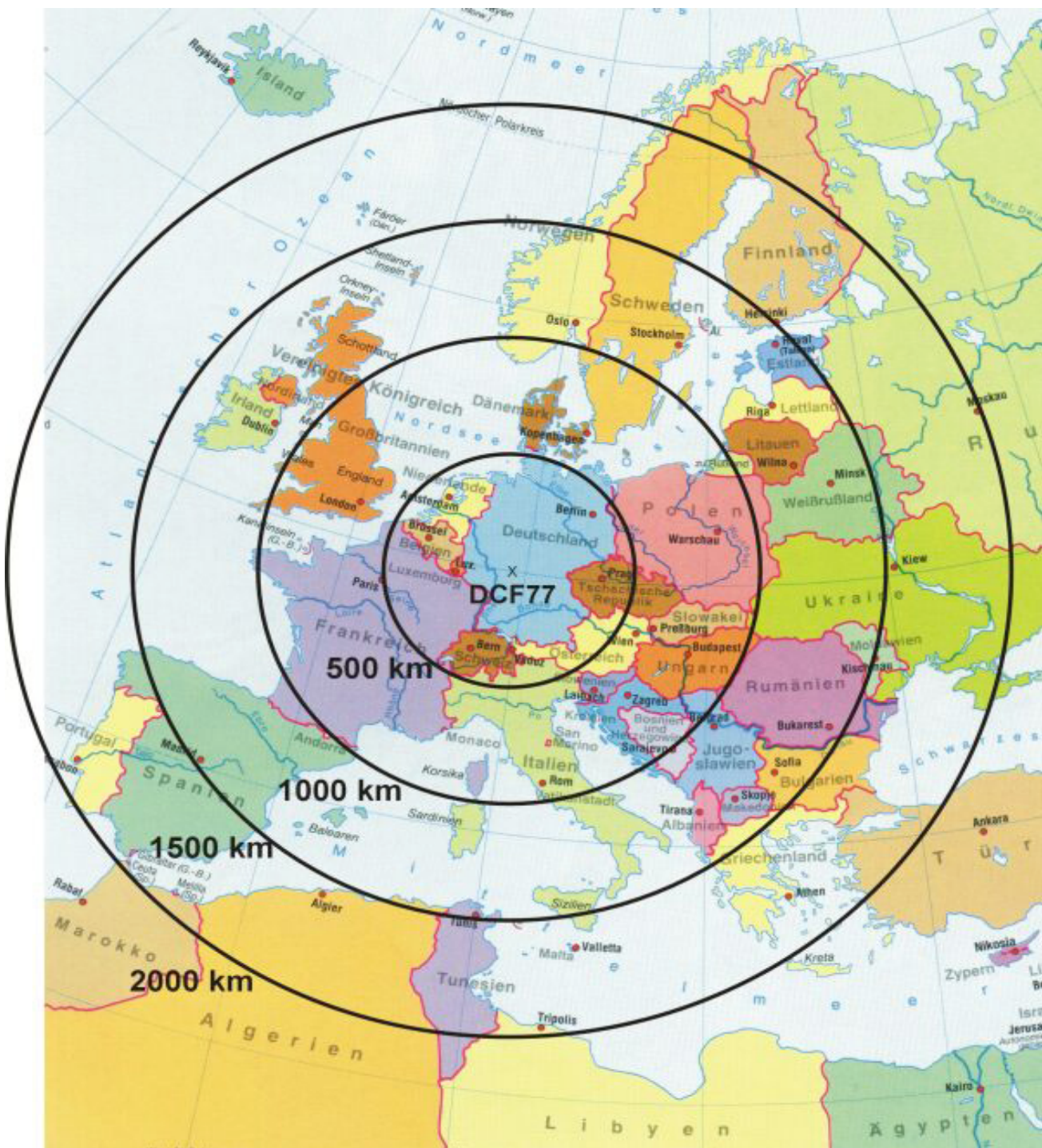
Das übertragene Datum „läuft stets eine Minute vor“ und mit dem Beginn der ersten Sekundenmarke (= Sekunde „Null“) nach der Lücke wird es in den Anzeigenspeicher geschoben. Gleichzeitig wird der nächste Speicher- und Decodiervorgang neu gestartet.

Damit haben wir eine serielle Datenübertragung mit 1 Bit / Sekunde = 1 Baud vor uns, wobei jedes Bit eine Ziffer der gerade im „BCD-Code“ übermittelte Zahl bildet.

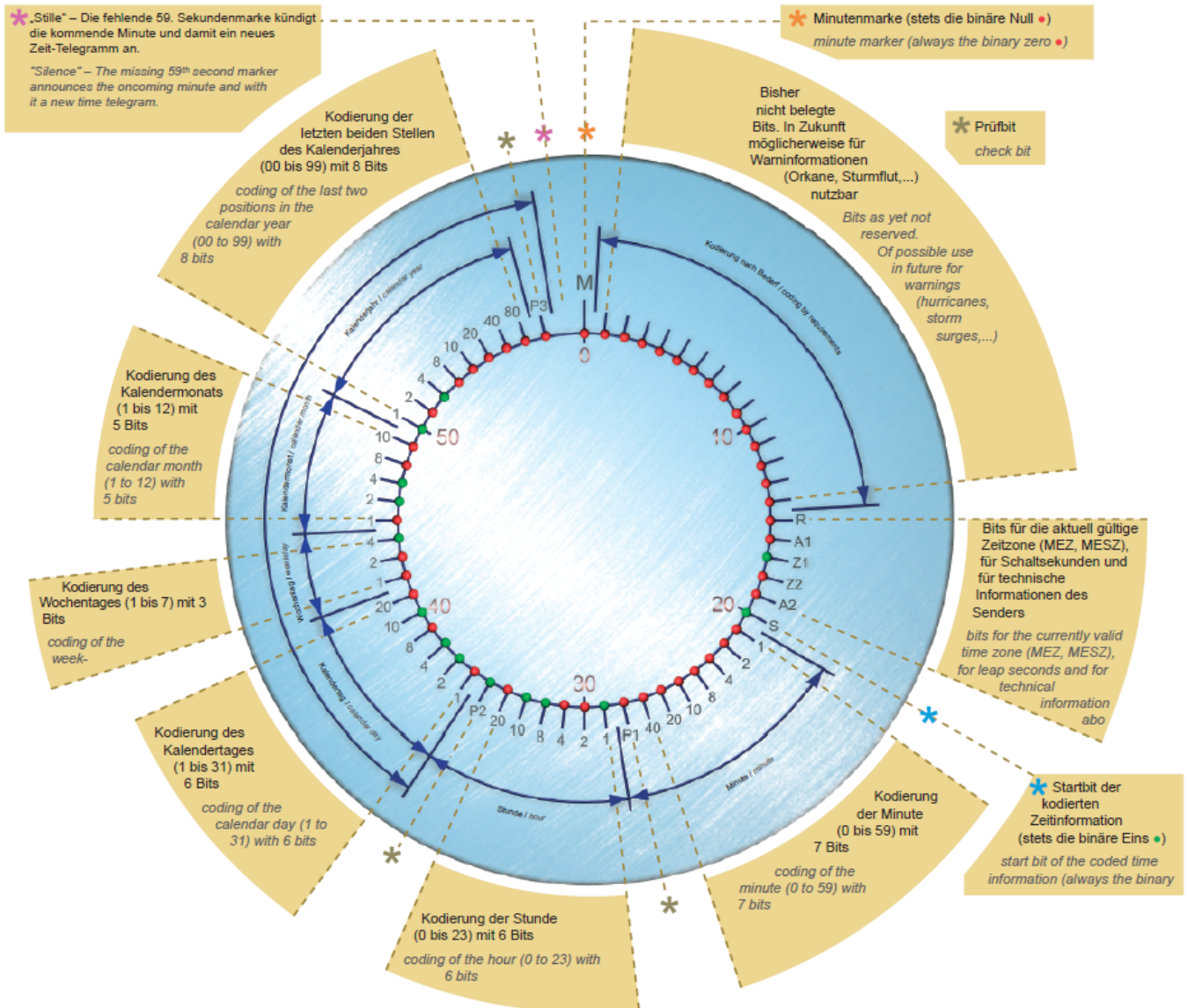
Beispiel: so könnten der Verlauf des Trägersignals und der Serielle Datenstrom aussehen:



....Und so sieht es mit der Reichweite aus:



Das ist die exakte Zuordnung der einzelnen übertragenen Bits innerhalb einer Minute:



Die eigentliche **Zeit- und Datumsübertragung** beginnt ab **Sekunde 21** mit der **Minuteninformation**.
(Es wird der „BCD-Code“ verwendet)

Dann folgt die **Stunde**.

Nach dem **Kalendertag (1...31)**...

ist der **Wochentag** dran.

Und der **Monat** darf natürlich auch nicht fehlen.

Damit man weiß, wie alt man ist, gibt es als Letztes noch die **beiden letzten Stellen der Jahreszahl**.

Noch ein Tipp:

Die Trägerfrequenz mit 77 500 Hz wird von einer Atomuhr abgeleitet....und bei dieser Genauigkeit kann man damit seinen Frequenzzähler eichen...

2. Die Antennenfrage

2.1. Grundlagen

Antennen strahlen Energie in Form von Elektromagnetischen Wellen ab, die sich mit Lichtgeschwindigkeit ausbreiten. Dabei sind elektrisches und magnetisches Feld stets räumlich in Phase, aber die Feldlinien selbst stehen senkrecht aufeinander. „In Phase“ bedeutet aber, dass hier Leistung transportiert wird. Sie wird durch den „**Poynting'schen Vektor S**“ ausgedrückt, bei dem Elektrische und Magnetische Feldstärke miteinander verknüpft sind:

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$$

Das Produkt ergibt die „**Strahlungsdichte S in Watt pro Quadratmeter.**“

Als nächstes muss man den Begriff der **Polarisation** definieren. Sie gibt an, ob die elektrischen Feldlinien **senkrecht auf dem Erdboden stehen (= vertikale Polarisation) oder parallel zum Erdboden verlaufen (horizontale Polarisation).**

Im Lang- und Mittelwellenbereich arbeitet man üblicherweise mit **vertikaler Polarisation**. Das muss so sein, denn wir haben hier überwiegend eine Bodenwellenausbreitung. Die Wellen dieses Frequenzbereichs dringen außerdem immer tiefer in die Erde ein, je niedriger ihre Frequenz ist. **Waagrecht verlaufende elektrische Feldanteile** führen jedoch sofort zu entsprechenden Strömen im Erdreich und dessen Erwärmung. Diese Verlustleistung schwächt das Fernfeld und kostet Reichweite. Erst ab dem Kurzwellengebiet setzt man auch diese **horizontale Polarisation** ein.

Bei den Empfangsantennen liefert natürlich diejenige Version die höchste Leistung, die beide Feldanteile und damit die vollständige ankommende Energie ausnützt. Allerdings gilt die Spielregel, dass solche „**abgestimmten Antennen**“ Abmessungen von **mindestens 10% der Wellenlänge (ideal: ein Viertel der Wellenlänge)** aufweisen müssen. Das funktioniert aber erst ab dem Mittelwellengebiet (...denn ein 2 MHz – Signal weist eine Wellenlänge von 150 Metern auf und die optimale Antennenlänge wäre dann etwas über 40 m).

Bei tieferen Frequenzen verzichtet man auf abgestimmte Antennen und spannt entweder nur Drähte oder Drahtgebilde (...= **Ausnützung des elektrischen Feldanteils = Kondensatorprinzip**) oder arbeitet mit „Rahmenantennen“ (= **große Spulen = Ausnützung des magnetischen Feldanteils durch Induktion**).

Eine raffinierte Weiterentwicklung sind die **aktiven Antennen**. Da bei einer „normalen“ Antenne der Empfängereingang als Abschlusswiderstand dient, ergibt die „**Antennenwirkfläche**“ (= **Apertur**) zusammen mit der Strahlungsdichte des empfangenen Signals die an den Empfängereingang abgegebene Wirkleistung und die dann als Folge dort messbare Spannung. Dabei sind natürlich einige Berechnungen (wegen der vielen beteiligten Widerstände -- angefangen vom komplexen Innenwiderstand der Antenne bis hin zu allen möglichen Verlusten) erforderlich. **Die aktive Antenne geht dagegen nur auf die Urspannung einer leerlaufenden Antenne los (egal, ob nun eine Drahtantenne oder eine magnetische Antenne eingesetzt wird!) und gibt diese in geeigneter Form über einen Trennverstärker und ein Koaxialkabel an den Empfänger weiter.** Damit ist auch eine Signalübertragung über größere Strecken oder eine Fernspeisung bei abgesetzten Antennen möglich.

2.2. Die verwendete magnetische Antenne

Eine magnetische Antenne ist eine leer laufende Spule, in der ein Wechsel-Magnetfeld eine Spannung induziert. Dafür gilt folgende Beziehung -- sie findet sich in jedem Physikbuch und stammt von James Maxwell:

$$U_L = N \cdot \left(\frac{d\Phi}{dt} \right) = N \cdot \left(\frac{\Delta\Phi}{\Delta t} \right) \quad (1)$$

Hierin ist „**N**“ die **Windungszahl** und der folgende Bruch in der Klammer gibt die „**Änderungsgeschwindigkeit des magnetischen Flusses Φ in der Spule**“ an. Für Rahmenantennen in Luft (und mit einem später demonstrierten gedanklichen Trick auch für Ferritantennen) kann man das durch die **magnetische Feldstärke „H“ und die Rahmenfläche** ausdrücken:

$$U_L = N \cdot \left(\frac{A \cdot dB}{dt} \right) = N \cdot A \cdot \left(\frac{\mu_0 \cdot dH}{dt} \right) = N \cdot A \cdot \mu_0 \cdot \left(\frac{dH}{dt} \right) \quad (2)$$

„B“ entspricht der magnetischen Induktion (oder Feldliniendichte pro Flächeneinheit), „A“ ist die Querschnittsfläche des Rahmens, durch den die Feldlinien durchmarschieren und „ μ_0 “ findet sich als absolute Permeabilitätskonstante wieder im Physikbuch.

Nimmt man nun noch einen sinusförmigen Verlauf bei der magnetischen Feldstärke

$$H = \hat{H} \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

an und setzt das in die vorige Gleichung ein, dann bekommt man folgende Beziehung:

$$U_L = N \cdot A \cdot \mu_0 \cdot \left(\frac{dH}{dt} \right) = \omega \cdot N \cdot A \cdot \mu_0 \cdot [\hat{H} \cdot \cos(\omega \cdot t)] = 2\pi \cdot f \cdot N \cdot A \cdot \mu_0 \cdot [\hat{H} \cdot \cos(\omega \cdot t)]$$

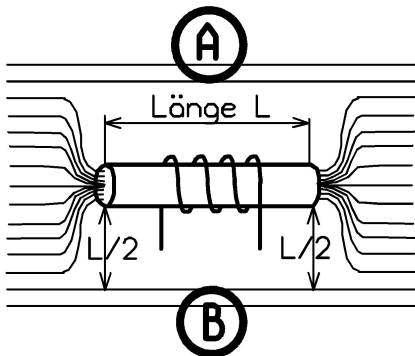
Daraus erhält man den Spitzenwert der induzierten Spannung zu

$$\hat{U}_L = 2\pi \cdot f \cdot N \cdot A \cdot \mu_0 \cdot \hat{H} \quad (3)$$

Die induzierte Spannung steigt also (für konstante magnetische Feldstärke) linear mit der Frequenz, der Windungszahl und der wirksamen Rahmenfläche.

Natürlich versucht man, die erzeugte Antennenspannung möglichst groß zu machen, um bei einer bestimmten Frequenz auch sehr schwache Signale empfangen zu können. Prinzipiell scheint es dabei zunächst egal zu sein, ob man mehr Windungen oder einen größeren Rahmen vorzieht. Doch stößt man dabei an folgende Grenzen:

Höhere Windungszahlen erhöhen leider auch die Wicklungskapazität und führen irgendwann zur Eigenresonanz dieses Gebildes. Oberhalb der Resonanz haben wir nur noch einen Kondensator vor uns, dessen Blindwiderstand linear mit der Frequenz abnimmt (..und zu entsprechender Abnahme der Antennenspannung führt). Hier hilft man sich z. B. bei Ferritantennen mit „Spulen in Kreuzwickeltechnik“ oder geht zu Rahmenantennen mit nur einer Windung bzw. einem konstruktiv erzwungenen, deutlichen Abstand zwischen den einzelnen, aber wenigen Windungen der Antenne über. Aber es gibt nichts, was es nicht gibt: im Internet findet man Bilder von Eigenbau-Rechteck-Rahmenantennen mit einer Kantenlänge von mehr als 5m x 5m hinter dem Haus oder Antennen mit 100 000 Windungen.



Einen Ausweg bieten hier die **Ferritantennen**. Sie sparen Baugröße und es kommt bei ihnen weniger auf den Durchmesser des Stabes als auf seine **Länge** an. Das kann man sich sehr gut an diesem Bild klarmachen. Nehmen wir an, das Ferritmaterial weist eine sehr große Permeabilität auf. Dann wird es (gegenüber der Luft) für die magnetischen Feldlinien fast den magnetischen Widerstand „Null“ darstellen und möglichst viele Feldlinien versuchen, diesen angenehmeren Weg zu nehmen.

DIE GEDANKLICHE GRENZE FÜR DIESEN „UMWEG“ ERHÄLT MAN, WENN DER WEG ZUM STAB UND ZURÜCK GLEICH GROSS ODER GRÖßER WIRD ALS DER DIREKTE WEG DURCH DIE LUFT (...dann sehen die Feldlinien diesen mühsameren Umweg nicht mehr ein....). Diese Grenzen sind dann die Bereiche „A“ und „B“.

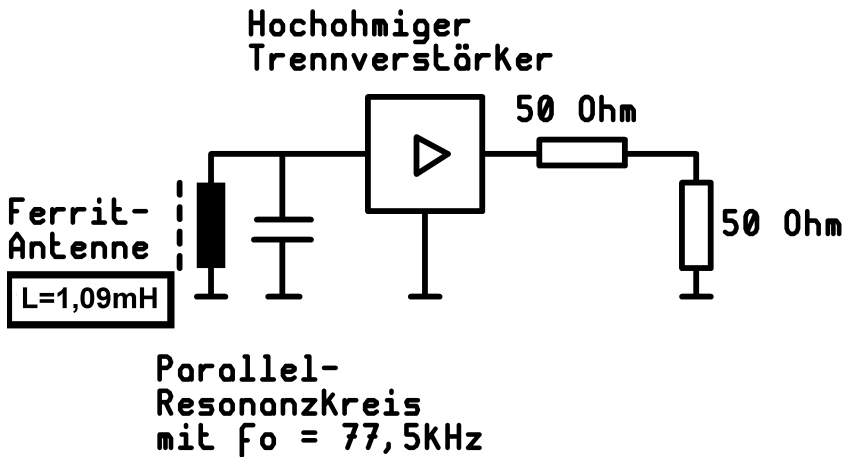
Damit erhält man im Idealfall eine **kreisförmige wirksame Rahmenfläche mit einem Durchmesser, der etwa der Stablänge entspricht** (wenn man den magnetischen Widerstand des Stabes zu Null annimmt). Über die **Richtcharakteristik** der Rahmenantennen in ihrer einfachen Form brauchen wir wohl keine weiteren Worte zu verlieren, denn die „**Liegende Acht**“ und den Einsatz als Peilantenne kennt wohl Jeder. Aber um eine Sache kommt man nie herum:

Die mit Rahmenantennen erzielten Antennensignale sind immer beträchtlich kleiner als die einer Drahtantenne. Beim Signal-Störabstand kann das dagegen schon wieder besser aussehen, da im Nahfeld eines Störers oft der elektrische Feldanteil überwiegt.

Deshalb erhöht man das Rahmenantennensignal oft auf eine einfache und billige Weise: man ergänzt die Antenne durch einen hochwertigen Kondensator, erhält so einen Schwingkreis mit hoher Güte und nutzt dann die bei der Resonanzfrequenz um die Güte vergrößerte Kreisspannung.

3. Unsere aktive Antenne

So ist sie aufgebaut.



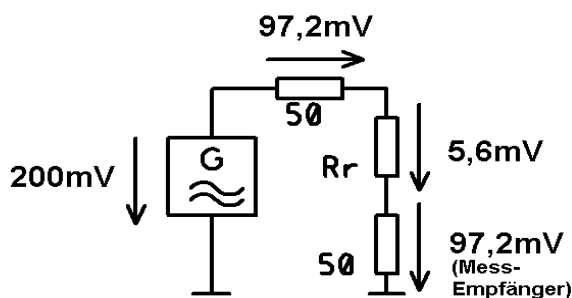
Aufgabe:

Berechnen Sie den erforderlichen **Kreiskondensator** für eine Resonanzfrequenz von 77,5 kHz und schlagen Sie die praktische Realisierung durch **Normwerte** vor:

Lösung: $3,87\text{nF} = 3,3\text{n} + 560\text{p}$

Zur Bestimmung der **Spulengüte** wurde folgende Messanordnung ausgetüftelt:

Der Ausgang eines professionellen Signalgenerators mit dem Innenwiderstand von $50\ \Omega$ speist über ein $50\ \Omega$ -Kabel (= RG58) einen Messempfänger, dessen Eingangswiderstand ebenfalls $50\ \Omega$ beträgt. Das Verbindungskabel ist in der Mitte unterbrochen und beide Enden sind an die bei der Ferritantenne vorhandene Lötösenleiste geführt. In diese Unterbrechung wird eine Reihenschaltung, bestehend aus der Ferritantenne (genauer Wert: $L = 1,09\text{ mH}$) und einem hochwertigen Styroflex-Kondensator mit $3,86\text{ nF}$ eingefügt (der Kondensator besteht aus einer Parallelschaltung von $3,3\text{ nF} + 560\text{ pF}$). Dieser so entstandene Reihenschwingkreis besitzt eine Resonanzfrequenz von ca. 77,5 kHz und deshalb bleibt bei Speisung mit dieser Frequenz nur der reine Serien-Verlustwiderstand des Kreises übrig. Da hierbei die Verluste von Styroflexkondensatoren vernachlässigt werden dürfen, hat man es jetzt allein mit den Spulenverlusten zu tun. Nun wird zuerst die Unterbrechung überbrückt und am Sender solange der Ausgangspegel verändert, bis der Empfänger einen **Vollausschlag von 100 mV** auf seinem Anzeigeinstrument zeigt. Somit beträgt die Urspannung des Generators 200 mV. Entfernt man die Kurzschlussbrücke, dann **sinkt die Spannung am Empfängereingang von 100 mV auf 97,2 mV ab**.



Aufgabe:

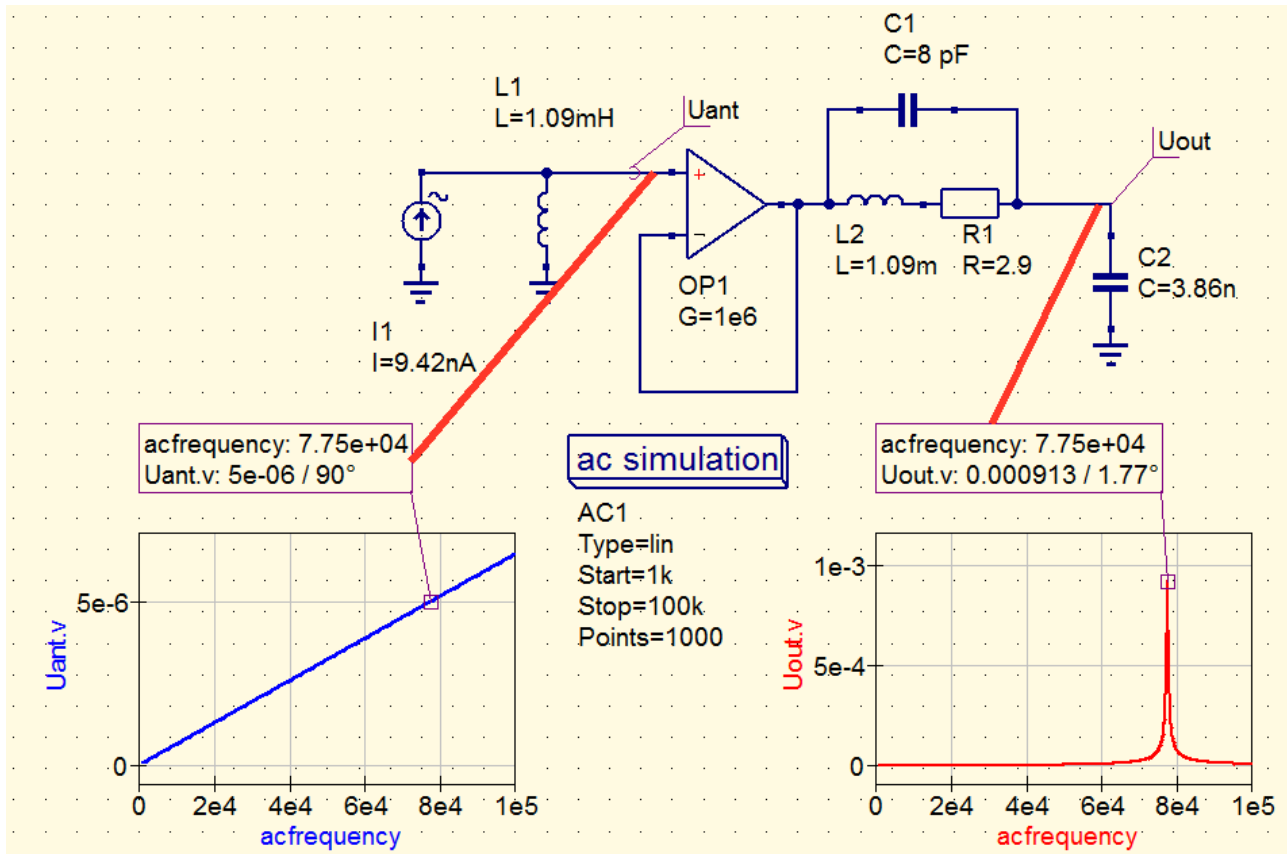
Berechnen Sie nun den Reihen-Verlustwiderstand R_r und die Güte Q der Spule ($L = 1,09\text{ mH}$) bei 77,5 kHz

(Lösung: $R_r = 2,88\ \Omega$ / $Q = 184$)

In der Simulation wird die Ferritantenne als **Spannungsquelle betrachtet, deren Ursprung (bei konstanter Empfangs-Feldstärke) linear mit der Frequenz zunimmt**. Da es so etwas nicht fertig gibt, wird eine einfache Ersatzschaltung aus einer **Konstantstromquelle, einer Induktivität von 1,09 mH und einem idealen OPV als Impedanzwandler** zur Abnahme der erzeugten frequenzabhängigen Spulenspannung verwendet. Sein Ausgangswiderstand beträgt fast Null Ohm und deshalb kann nun dort die tatsächliche Ersatzschaltung der Ferritantenne samt dem Schwingkreiskondensator angeschlossen werden.

Diese **Antennen-Ersatzschaltung** besteht aus der **Antennen-Induktivität (1,09 mH)**, einem **Reihenwiderstand von 2,9 Ω als Repräsentation der Spulenverluste** und einer getrennt ermittelten **Spulen-Eigenkapazität von 8 pF**, die zur Eigenresonanz der Antenne führt. (**Für Interessierte: die Bestimmung der Spulen-Eigenkapazität ist im Anhang beschrieben**).

Diese Antenne wird nun mit dem berechneten Kreiskondensator von 3.86 nF zu einem Serien-Schwingkreis ergänzt und damit erhält man ein brauchbares Simulationsschaltbild:



Aufgabe:

Zeichnen Sie diese Schaltung im qucsstudio und simulieren Sie die induzierte Antennenspannung sowie die Ausgangsspannung am Kondensator C2. Wählen Sie dazu eine lineare Darstellung von 1 kHz bis 100 kHz mit 1000 Punkten und kontrollieren Sie die Resonanzfrequenz über einen Marker.

Der ideale Operationsverstärker findet sich unter „Komponenten / Nichtlineare Bauteile“

Prüfen Sie (ebenfalls mit einem Marker), ob mit dem angegebenen Wert des Konstantstroms tatsächlich eine **Spannung von 5 μV** in der Antenne induziert wird.

4. Der hochohmige Trennverstärker zur Abnahme des induzierten Antennensignals

Er wurde als zweistufige OPV-Version entworfen, wobei die erste Stufe in „nicht umkehrender Schaltung“ arbeitet. Sie weist deshalb den gewünschten **sehr hohen Eingangswiderstand** auf, der eine Bedämpfung des angeschlossenen Schwingkreises aus Ferritantenne und Kreiskondensator vermeidet.

In der Simulation werden „ideale Operationsverstärker“ benützt. Zur Umsetzung in eine praktische Schaltung waren jedoch folgende Überlegungen nötig:

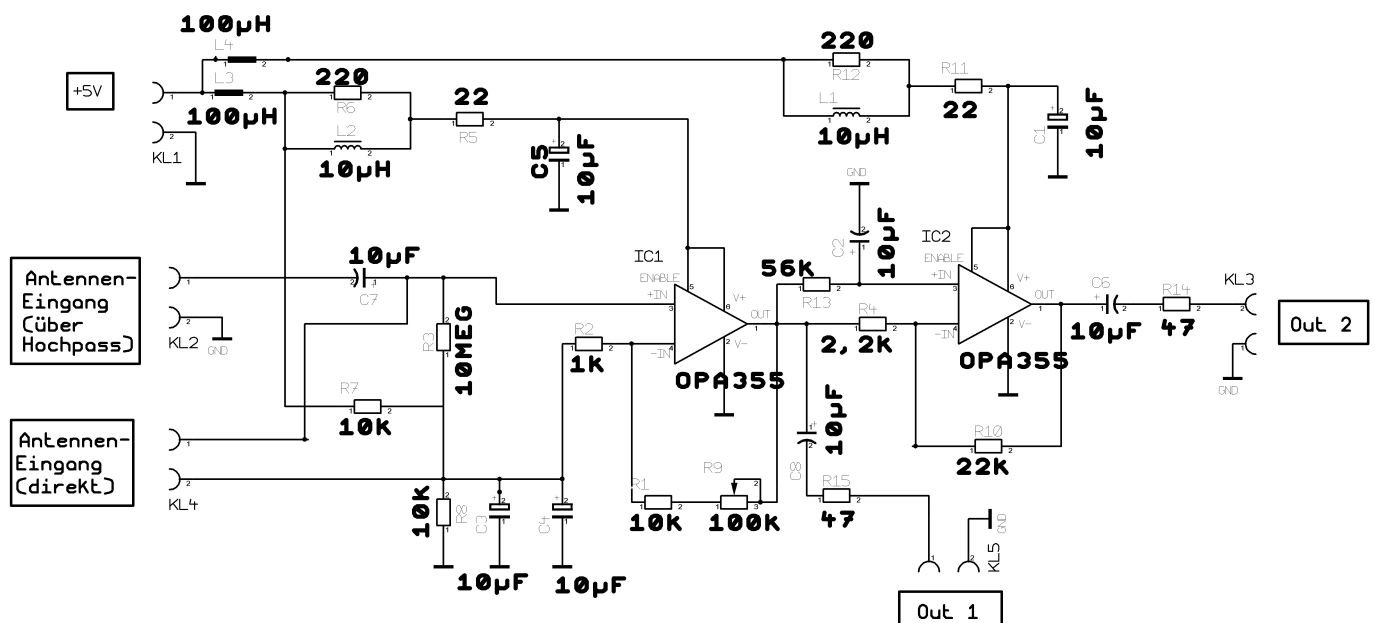
Die vorausgesetzte Eigenschaft „ideal“ beim verwendeten Operationsverstärker soll in der Praxis bis ca. 200 kHz gelten. Geht man von etwa maximal 40 dB benötigter Verstärkung pro Stufe aus und plant zusätzlich eine Reserve von 20dB ein, dann entsprechen diese 60 dB einer tausendfachen Spannungsverstärkung. Also muss das Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt des erforderlichen OPVs plötzlich

$$200 \text{ kHz} \times 1000 = 200 \text{ MHz}$$

betragen. (...wer hätte das gedacht?). Die Wahl fiel deshalb auf eine moderne SMD-Ausführung der Firma Texas Instruments mit der Bezeichnung „OPA355“ und dieser Eigenschaft. Als Versorgungsspannung begnügt sie sich mit 5 V zwischen den Pins „V+“ und „V-“ (Vorsicht: maximal sind nur 7,5 V zulässig...). Außer dem Datenblatt gibt es im Internet auch ein SPICE – Modell.

Die Spannungsverstärkung der ersten Stufe lässt sich mit dem Potentiometer R 9 nach Bedarf einstellen. Die folgende zweite Stufe (= umkehrende Schaltung) liefert eine zusätzliche fest eingestellte Verstärkung. Bei beiden Stufen wurde jeweils ein 50 Ω – Ausgang vorgesehen.

Man ahnt aber schon: diese Forderungen sind leider mit einem hohen Aufwand bei der praktischen Umsetzung verbunden und der endgültige Stromlaufplan wurde doch recht umfangreich. Da ist z. B. das Problem, dass nur mit einer Betriebsspannung von +5 V gearbeitet wird. Also müssen die Eingänge der OPVs eine Vorspannung von +2,5 V erhalten, die von den Widerständen R 7 und R 8 erzeugt und anschließend massiv gesiebt wird. Eine Gleichspannungskopplung zwischen erster und zweiter Stufe vermindert einen zusätzlichen Verstärkungsabfall zu tiefen Frequenzen hin und dass beide Stufen getrennte Zuführungen ihrer Versorgungsspannung mit aufwendigen Siebungs-Maßnahmen erfordern, ist unvermeidlich.



Aufgabe:

Skizzieren Sie die vereinfachte Prinzipschaltung des Verstärkers. Berechnen Sie die minimale und die maximale Verstärkung für die Ausgänge „Out 1“ und „Out 2“ beim korrekten Abschluss mit 50 Ω.

5. Probelauf

Der erforderliche Kreiskondensator von 3,86 nF wird als Parallelschaltung einzelner Styroflex-Kondensatoren verwirklicht. Diese Bauteile befinden sich direkt auf der Lötösenleiste der Ferritantenne. Es handelt sich um **3,3 nF + 560 pF**.

Schließen Sie die Schaltung an die Versorgungsspannung von +5 V an (**Vorsicht: eine höhere Spannung kann den Baustein zerstören...**).

Verbinden Sie den Ausgang OUT2 der zweiten Stufe mit dem Eingang eines Spektrum Analyzers oder mit dem Eingang eines Oszilloskops).

Stimmen Sie den Resonanzkreis auf Maximum ab und richten Sie die Antenne für höchste Empfangsspannung korrekt aus. Sehen Sie sich den Spannungsverlauf an und identifizieren Sie die Minutenlücke.

Achtung:

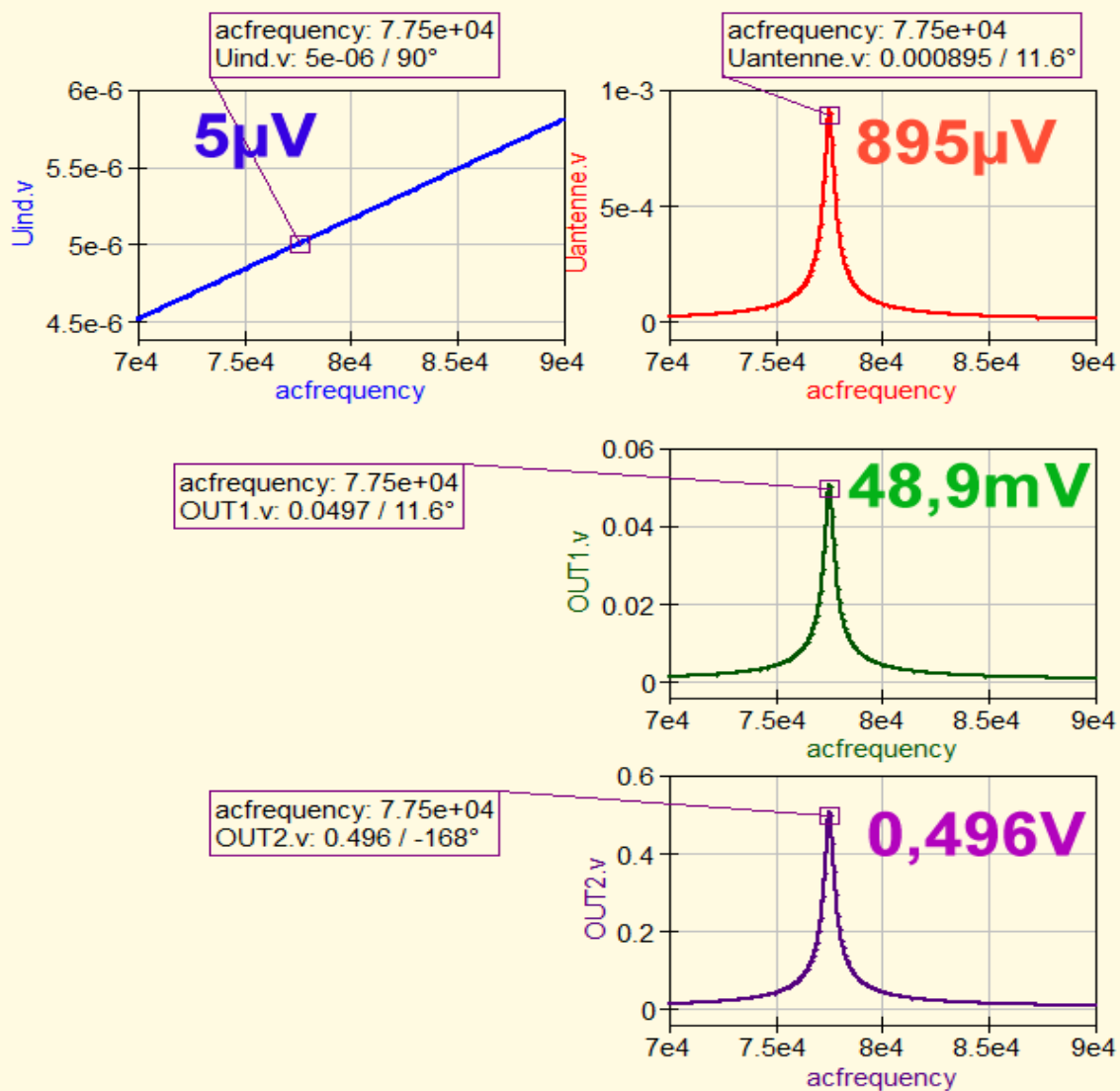
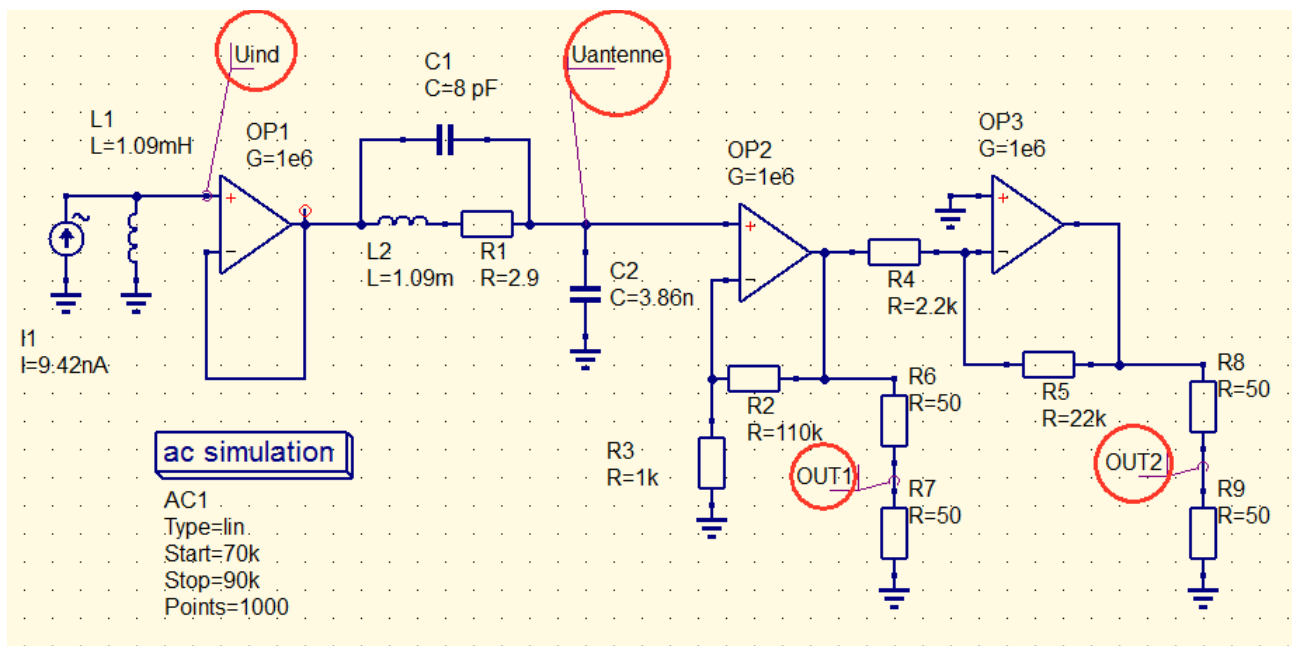
Im Inneren von Raum 029 haben wir einen so großen elektromagnetischen Störpegel (Leuchtstofflampen und unzählige Schaltnetzteile der PC's und Monitore...), deshalb müssen wir das Fenster öffnen und die Antenne draußen, also außerhalb des Raumes platzieren...

6. Simulation

Ermitteln Sie nun durch eine Simulation die zu erwartenden Spannungen Uind, Uantenne, OUT1 und OUT2. Verwenden Sie dabei eine induzierte Antennenspannung von **5µV** sowie die **Poti-Einstellung für „Maximale Verstärkung“**. **Simulieren Sie nur den Frequenzbereich von 70...90 kHz.**

(Hinweis: eine erste Kontrollsimulation zeigte, dass der „Ideale Standard OPV = opamp“ praktisch dieselben Ergebnisse ergibt wie eine Simulation mit dem OPA355 samt kompletter Stromversorgung und Vorspannungserzeugung. Deshalb können alle Untersuchungen mit der vereinfachten Schaltung vorgenommen werden.

Die folgende Seite soll Ihnen als Vorlage dienen.



7. Einsatz der PC-Soundkarte als Panorama-Empfänger

Dafür gibt es etliche DSP-Programme im Internet, aber die beiden wichtigsten sind „**Spectrum Lab**“ und „**Spectran**“. Zur Untersuchung des Antennensignals mit einem dieser Programme sind zwei Wege denkbar:

- Bei einer Nutzsignal-Frequenz von $f = 77,5 \text{ kHz}$ muss die **Abtastfrequenz des D/A-Wandlers auf der Soundkarte mindestens den doppelten Wert** (also 155 kHz) aufweisen. Das ist aber nicht genormt, denn die höheren Abtastfrequenzen für Audiosignale starten bei 48 kHz und verdoppeln sich dann (das wären also 96 kHz und 192 kHz). Leider ist eine Soundkarte für 192 kHz ein recht teures Extra-Bauteil und in normalen PCs nicht enthalten.
- Deshalb bleibt nur die **Frequenzumsetzung** in den Audibereich (...also auf Werte bis maximal ca. 20 kHz) übrig, um mit der 48 kHz -Samplefrequenz der üblichen Soundkartenarbeiten zu können. Diesen Weg beschreiten wir.

Als Umsetzoszillator wird ein käuflicher **Quarzoszillator-Baustein im Metallgehäuse** (Preis: 1,50 Euro) eingesetzt, dessen Ausgangssignal mit einem CMOS-Baustein „74HC93“ heruntergeteilt wird. Der 74HC93 enthält vier in Reihe geschaltete Flipflops und ermöglicht auf einfachste Weise eine Frequenzteilung durch 2 oder 4 oder 8 oder 16. Und ein Quarzoszillator sollte im Normalfall genügend kleine Rauschseitenbänder aufweisen, um einen Anstieg des Baustein-Eigenrauschens klein zu halten. Damit stehen wahlweise die Frequenzen

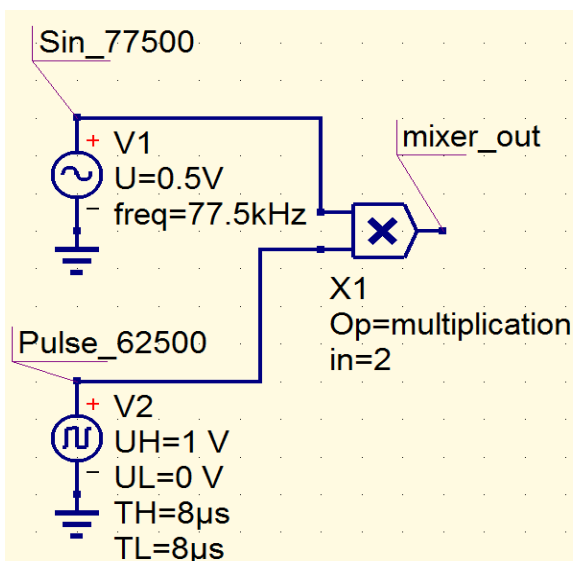
1 MHz / 500 kHz / 250 kHz / 125 kHz / 62,5 kHz

zur Verfügung und der letzte Wert ist genau das, was wir bei DCF77 benötigen. Ein Mixer erzeugt bekanntlich (neben anderen unerwünschten Linien) die Summen- und die Differenzfrequenz. Und die Differenzfrequenz beträgt in unserem Fall

$$f_{\text{DCF77}} - f_{\text{Oszillator}} = 77,5 \text{ kHz} - 62,5 \text{ kHz} = 15 \text{ kHz}$$

7.1. Der Mischer (= „Mixer“)

Der eingesetzte OPV vom Typ „OPA355“ besitzt einen CMOS-kompatiblen „Enable-Anschluss“ und wenn man hier ein Rechtecksignal mit $62,5 \text{ kHz}$ anlegt, arbeitet er plötzlich als **Eintakt-Mischer**. Die zu diesem Prinzip gehörende recht große Umsetzdämpfung kann mühelos über das Verstärkungspoti ausgeglichen werden, aber die Differenzfrequenz am „Mischerausgang“ liegt nun bei $77,5 \text{ kHz} - 62,5 \text{ kHz} = 15 \text{ kHz}$. Dieser Wert kann von allen modernen Soundkarten problemlos verarbeitet werden, denn eine Abtastfrequenz von $44,1 \text{ kHz}$ oder 48 kHz ist heute üblich und einstellbar.



Bitte starten Sie deshalb jetzt eine Simulation, um diese Idee zu kontrollieren.

**transient
simulation**

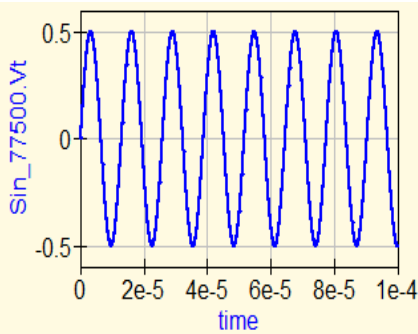
TR1
Type=lin
Start=0
Stop=1m
Points=262144

Verwenden Sie zur Multiplikation des DCF77-Signals mit der Pulsspannung aus der Quarz-Teilerkette einen „Operationsbaustein“ (Quelle: „Komponenten / Systemkomponenten“). Stellen Sie ihn auf „Multiplikation mit 2 Eingängen“ ein.

Das DCF77-Signal soll eine Sinus-Spannungsquelle mit einem Spitzenwert von $0,5 \text{ V}$ und $f = 77,5 \text{ kHz}$ darstellen.

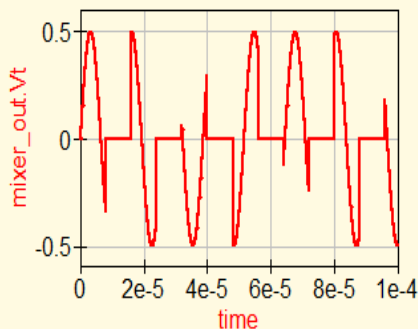
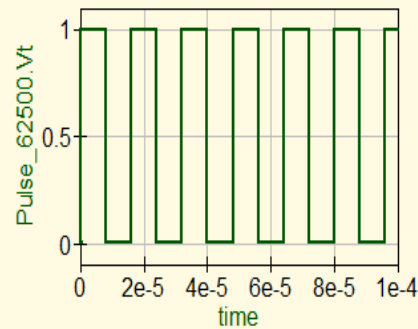
Das Pulssignal für die Umsetzung ist symmetrisch ($TH = TL = 8 \mu\text{s}$) und weist damit eine Frequenz von $62,5 \text{ kHz}$ sowie einen Tiefstwert von Null Volt und einen Höchstwert von $+1 \text{ V}$ auf.

Simulieren Sie für einen **Zeitraum von 1ms**, um eine Frequenzauflösung von $1 / 1 \text{ ms} = 1000 \text{ Hz}$ bei der späteren FFT zu erzielen. Arbeiten Sie mit 262 144 Punkten.



Stellen Sie den zeitlichen Verlauf von Nutzsignal, Oszillatorsignal und Ausgangssignal untereinander dar.

Es handelt sich um einen „Single Balanced Switching Mode Mixer“, bei dem das Puls-Signal einen EIN / AUS-Schalter betätigt. Deshalb sieht man beim Ausgang das „im Rhythmus der Pulsfrequenz zerhackte Eingangssignal“.



Interessant wird es nun, das Spektrum am Ausgang zu untersuchen.

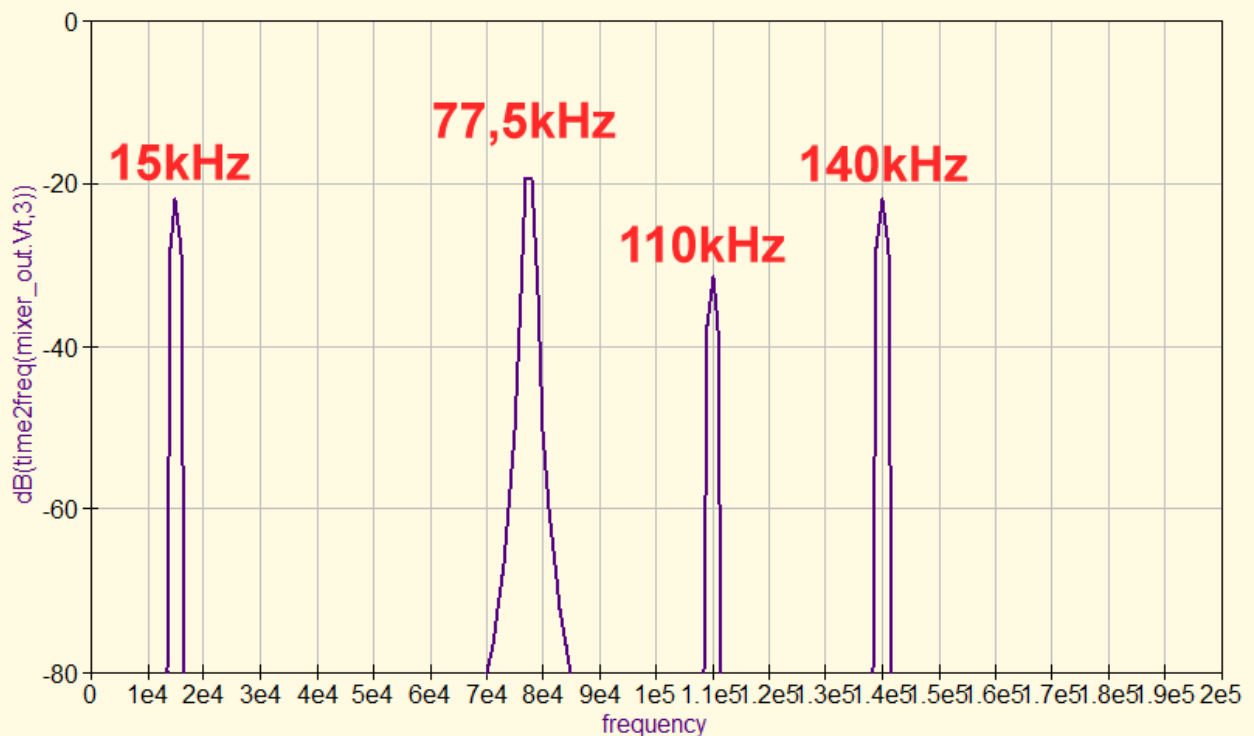
Aufgabe:

Ermitteln Sie über eine FFT das Ausgangsspektrum beim Multiplizierer.

Legen Sie über den Eingangsverlauf ein „Hanning-Window“ mit dem Index „3“.

Stellen Sie die Amplituden in „dB“ dar und einen Frequenzbereich von 0...200 kHz ein

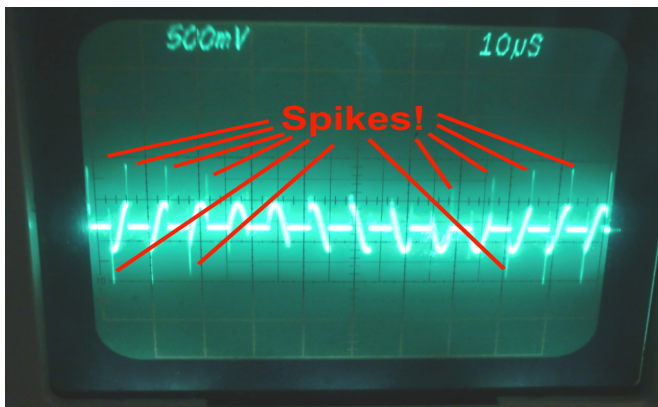
Identifizieren Sie die sichtbaren Spektrallinien in diesem Bereich.



4.2. Erforderliche Filterung

Jetzt konnte die Praxis folgen: der Enable-Anschluss wurde auf der Platine mit einem Skalpell von der Versorgungsspannung abgetrennt und direkt an eine getrennte SMA-Buchse geführt. Damit die Schaltung beim Entfernen des externen Oszillatorsignals direkt und selbständig auf „Verstärkerbetrieb = Mischer-Ruhezustand ohne Oszillatorsignal“ übergeht, werden „Enable“ und +Ub über einen Pull-Up-Widerstand von 100 k Ω miteinander verbunden.

Nach dieser Maßnahme wurde das 62,5 kHz-TTL-Signal eines Funktionsgenerators angelegt und das Ausgangssignal der Mischstufe sah genau so aus, wie es die eben simulierte Theorie verlangt. Doch die Hoffnung auf eine schnelle Lösung erwies sich als naiv, denn die Soundkarte bzw. das Programm „Spectrum Lab“ zeigten beim Verbinden des Mischerausgangs mit dem Mikrofoneingang alle möglichen hysterischen Reaktionen, nur nicht die gewünschte Differenzfrequenz von 15 kHz. Es bedurfte einiger Mühe, die Ursache herauszufinden -- hier ist sie als Bildschirm eines 100 MHz-Oszilloskops:



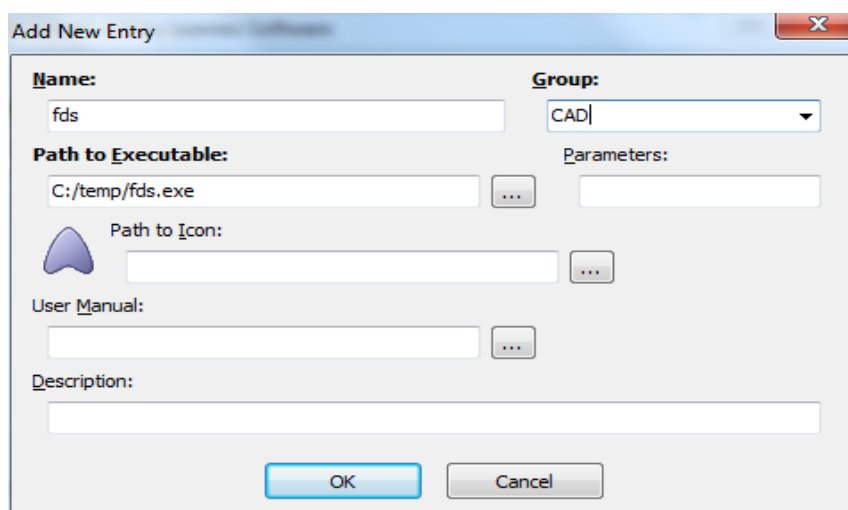
Bei jedem Ein- und Ausschaltvorgang in der „Mischstufe“ entstanden unglaublich schmale, kaum zu sehende Nadelimpulse (= „Spikes“) -- aber bisweilen mit Amplituden deutlich über 1 Volt! Und das war wohl für den Soundkarteneingang etwas zuviel.

Das bedeutet:

Hinter den Mischerausgang muss zuerst ein Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von ca. 20 kHz geschaltet werden, um diesen Nadelimpulsen die Haare zu schneiden und dafür zu sorgen, dass wirklich nur die gewünschte Differenzfrequenz von 15 kHz an die Soundkarte weitergereicht wird. Deshalb wurden folgende Filterdaten vorgesehen:

Z = 50 Ω
Grenzfrequenz = ca. 20....22 kHz
Filtergrad N = 5
Tschebyschef – Typ mit einem Ripple von 0,3 dB

Sehr bewährt hat sich für den Filterentwurf das altbewährte Filter-DOS-Programme wie „fds.exe“. Da Windows 7 jedoch DOS-Software nicht mehr direkt akzeptiert, muss man Tricks anwenden:



Aufgabe:

Geben Sie bei Windows 7 in dessen lokale Suchmaschine den Begriff „DOSSHELL“ ein (...denn dieses Programm wurde samt der zugehörigen DOS-BOX auf Ihrem Rechner installiert). Öffnen Sie die Shell und „Entry“, dann finden Sie die Karte „New Entry“. Wenn Sie nun der Eingabemaske sagen, dass sich in „C / temp“ das Programm „fds.exe“ befindet, sind Sie schon fast am Ziel. Es fehlt bei der Eingabe lediglich noch der Name (= fds) und die Group (= CAD).

Mit OK sollte dann das Filterprogramm starten.

Butterworth/Chebyshev Ladder Filters Elliptic LP/HP Synthesis

Mit der Wahl des „Tschebyschev“-Filtertyps geht es los....

Use arrows to select the desired option and hit return

LowPass HighPass BandPass BandReject NarrowBP

..und mit der Entscheidung für einen Tiefpass geht es weiter.

Dann müssen alle Filterdaten gemäß diesem Bildschirm der Reihe nach eingetragen werden. Abgeschlossen wird die Eingabe mit „y“:

Filter Requirements

Use arrows to select the desired option and hit return

LowPass HighPass BandPass BandReject NarrowBP

Cutoff Freq(MHz):0.02 Poles:5 Ripple:0.3

Zsource:50

0 poles to autocalculate number of poles
Enter the value and hit return

OK? (y/n)

Do you specify 3 dB or ripple width? (r/3)3

Chebyshev Filter

Chebyshev Filters with an odd number of poles
can match unequal source and load.
Are source and load equal? (Y/N)

Auch diese Frage ist schnell mit „y“ beantwortet.

LP/HP Filter

The filter values are

255509.472 pF par

560108.554 nH ser

398266.763 pF par

560108.554 nH ser

255509.472 pF par

Load r = 50.00ohms

(S)ave to file (P)rint or (C)ont?

Und damit sind wir am Ziel.
Es handelt sich um ein Filter in „Pi“-
Konfiguration.

Das bedeutet:
Es beginnt mit einem „Querkondensator (= par) von 255,5 nH nach Masse.

Dann folgt eine Längsinduktivität (ser) von 560 µH.

usw

Bei der praktischen Umsetzung gilt es, folgende Engpässe zu meistern:

- Die Simulation zeigte, dass der Wert der erforderlichen Induktivitäten ca $560\mu\text{H}$ betragen. Also wird nochmals simuliert und solange mit der **Grenzfrequenz** herumgespielt, bis **$470\mu\text{H}$** erreicht sind, denn **diesen Wert gibt es als sehr schöne käufliche Drosselspule nach der Normreihe E6**. Sie sieht aus wie ein bedrahteter 1W-Widerstand, ist nicht teuer und hat doch eine Güte von etwa $Q = 40 \dots 50$ (Lieferant: Reichelt Elektronik, axiale Festinduktivitäten der Reihe L-HBCC Ferrite, Länge ca. 15 mm).
- Bei den Kreiskondensatoren findet man als SMD-Bauform für diesen Frequenzbereich wunderbare metallisierte Polyesterkondensatoren, die höchste Gütewerte aufweisen. Leider gilt wieder die Stufung der E6 – Reihe und so muss man bei der Realisierung der krummen Werte, die aus dem Filtercalculator kommen, bis zu drei Werte parallel schalten (= angestrebter Fehler maximal 1... 1,5%).

LP/HP Filter
The filter values are
214713.842 pF par
470679.458 nH ser
334677.952 pF par
470679.458 nH ser
214713.842 pF par
Load r = 50.00ohms

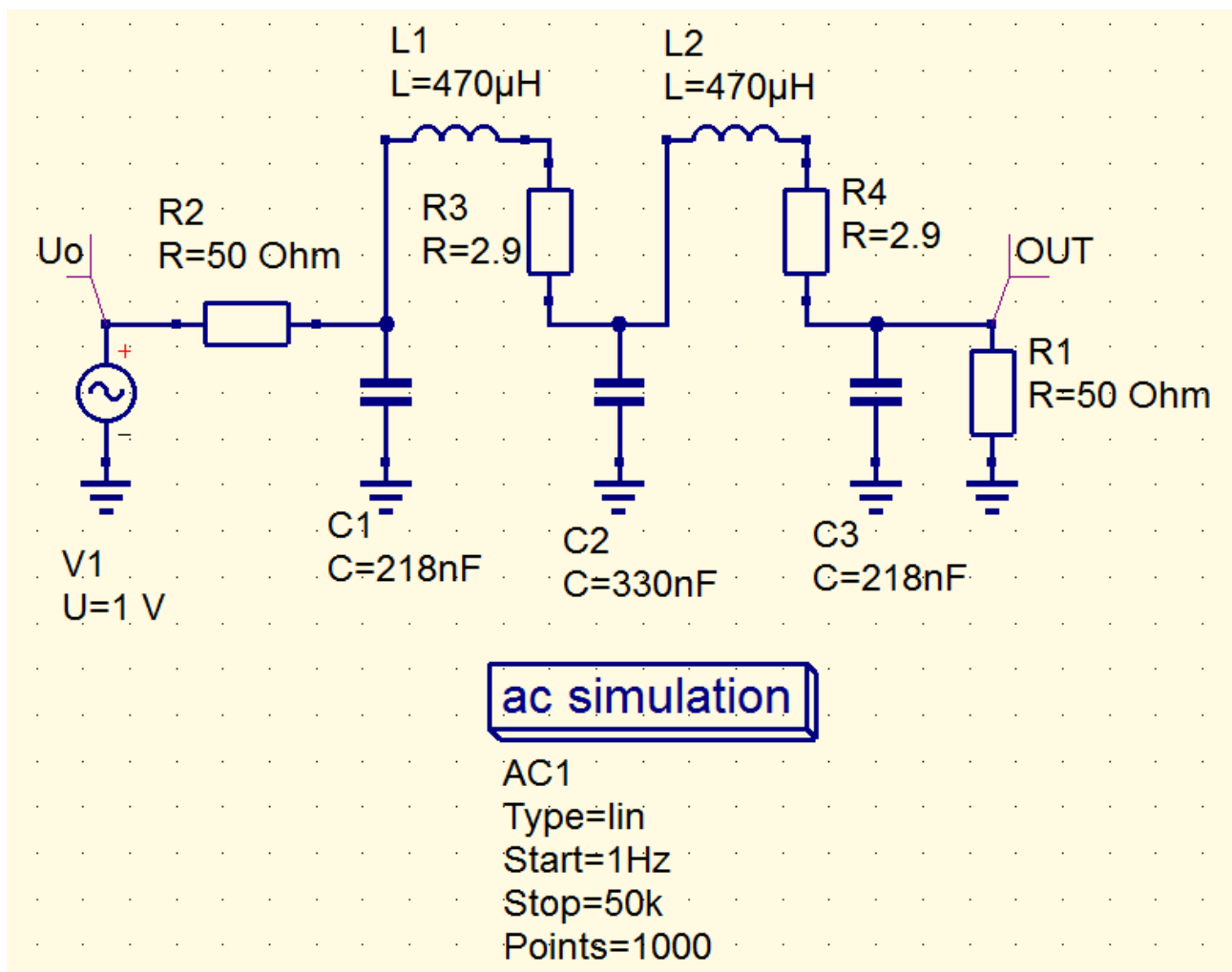
Das sind die vom Calculator ausgegebenen Bauteilwerte für $f = 23,8\text{ kHz}$ und wir nehmen folgende Werte für die Simulation:

L1 = L2	= $470\mu\text{H}$	
C1 = C3	= 218nF	= $150\text{nF} + 68\text{nH}$
C2	= 330nF	

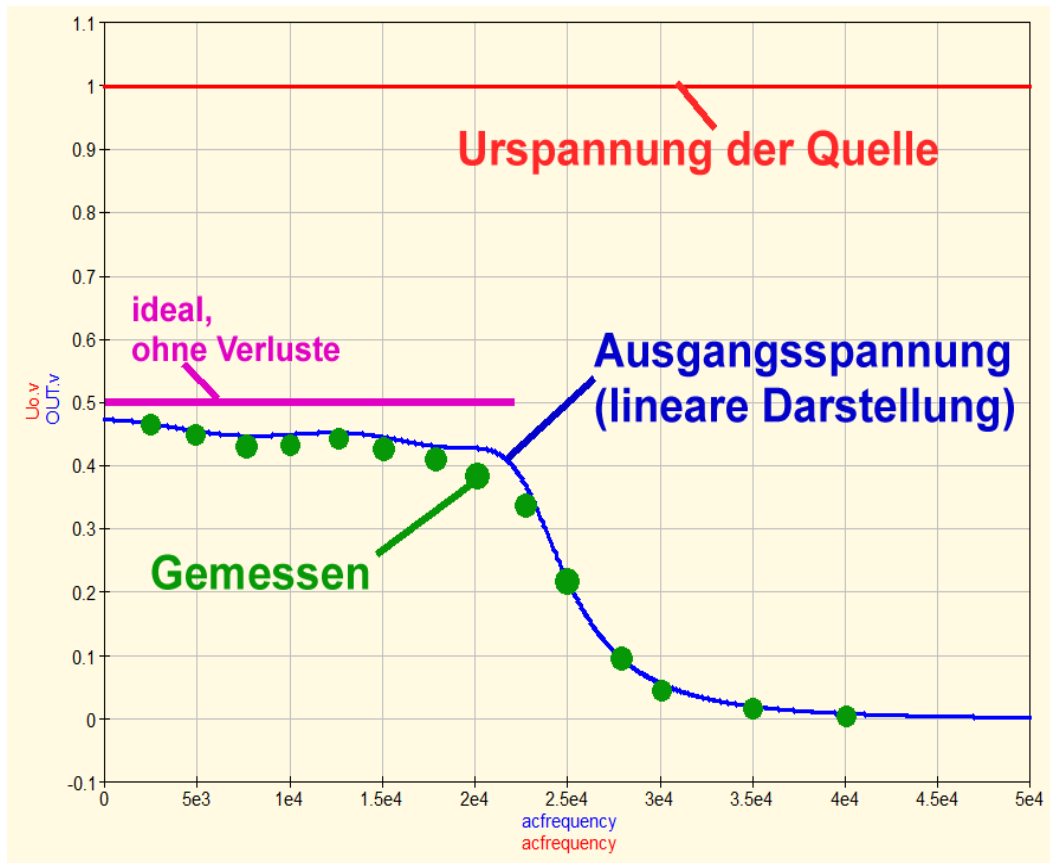
Aufgabe:

Der im Datenblatt angegebene Verlustwiderstand der Drosselspule beträgt $2,5\Omega$.

Simulieren Sie die Durchlasskurve des „Filters mit Verlusten“ (mit den angenäherten Bauteilwerten).



So sehen die Eingangs- und Ausgangsspannung in der Simulation aus.
Zusätzlich ist der gemessene Verlauf des Ausgangssignals eingetragen.

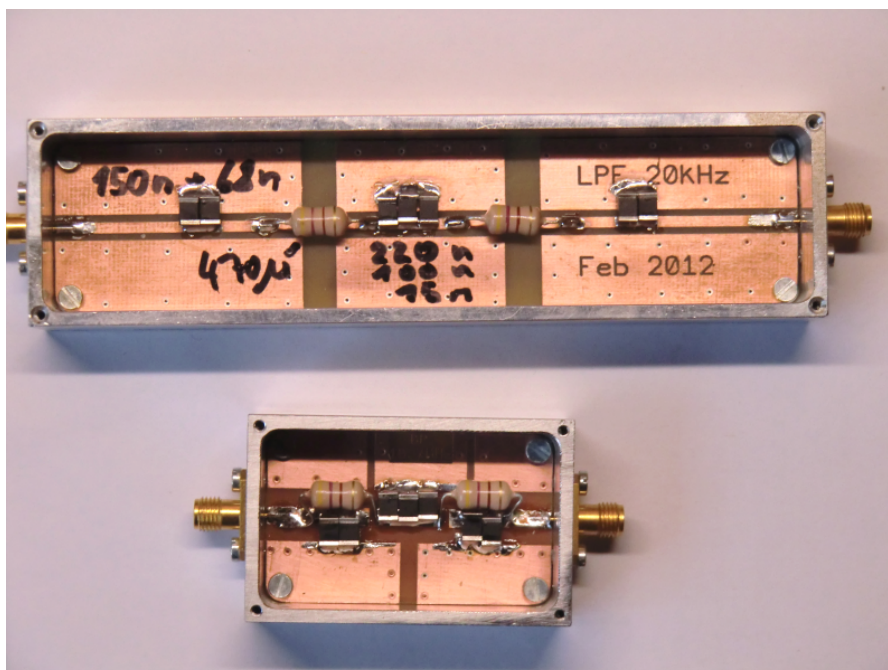


Man sieht, dass die Messung und die Simulation bis ca. 15 kHz gut übereinstimmen. Dann steigen in den beiden Induktivitäten die Verluste deutlich an.

So sehen die beiden aufgebauten Prototypen aus.

Oben ist die zuerst gebaute „lange Version“ zur Vermeidung von magnetischen Kopplungen zwischen den beiden Spulen zu sehen.

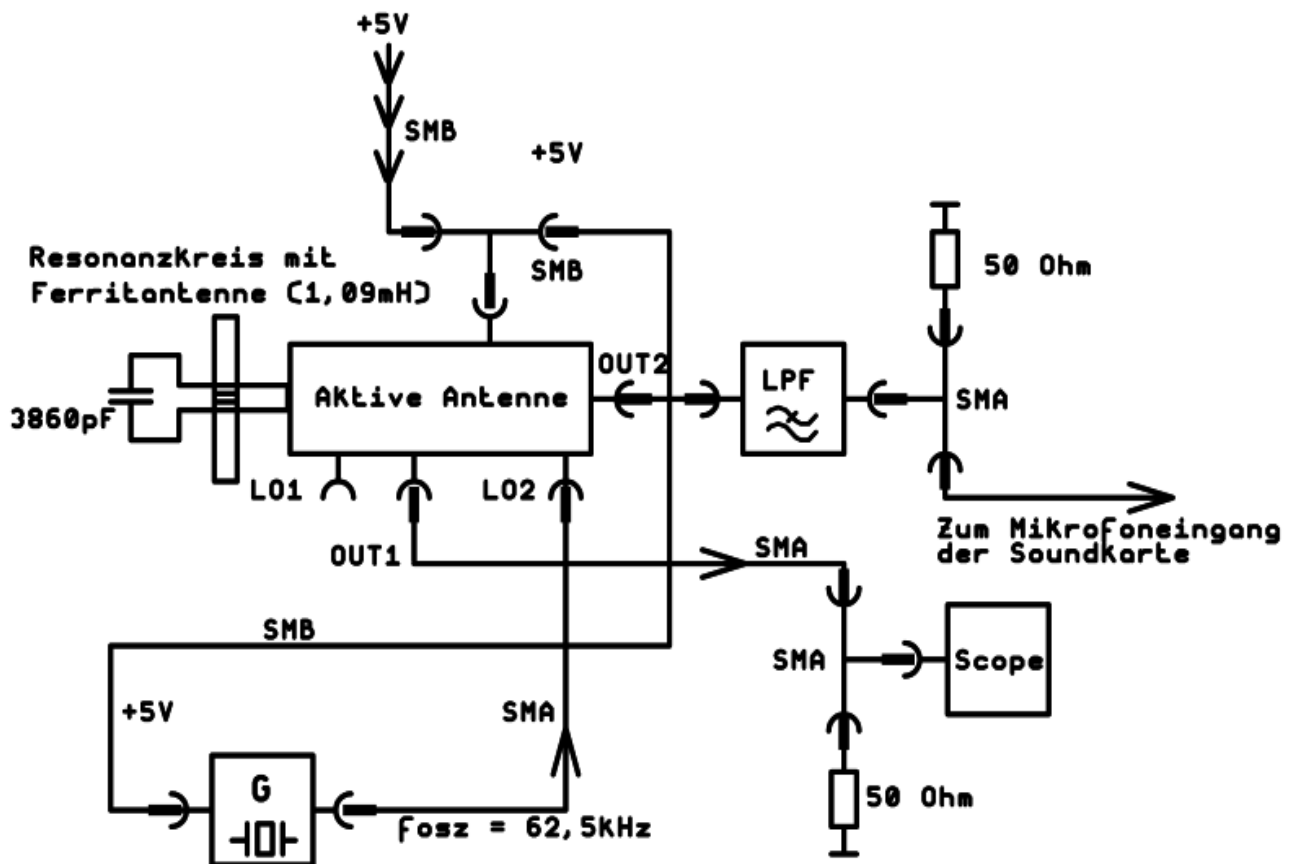
Die Befürchtung war aber unnötig, deshalb entstand zusätzlich der untere und wesentlich kompaktere zweite Aufbau.



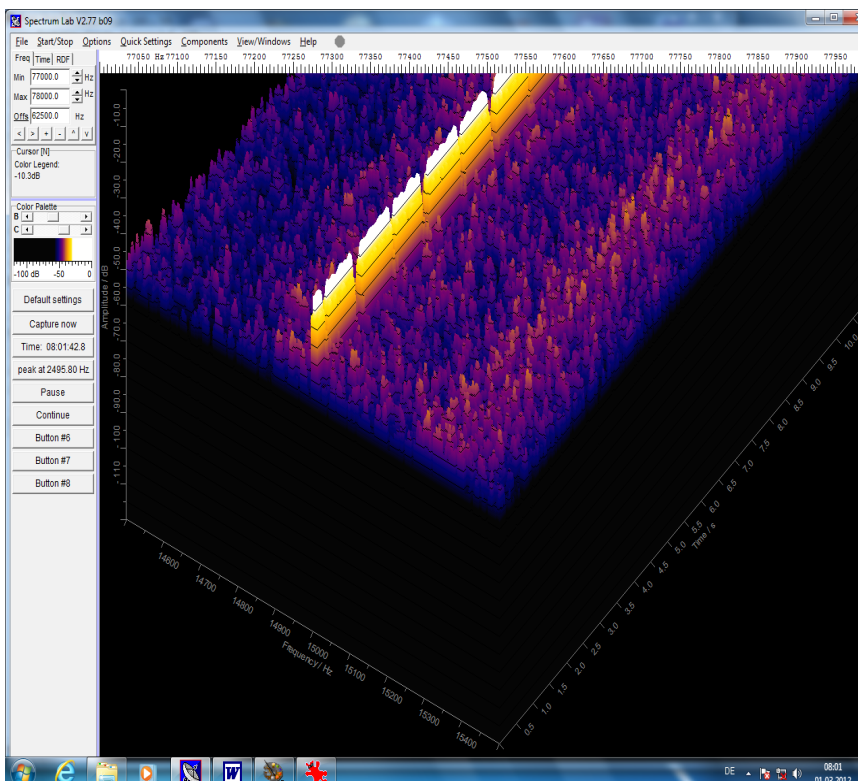
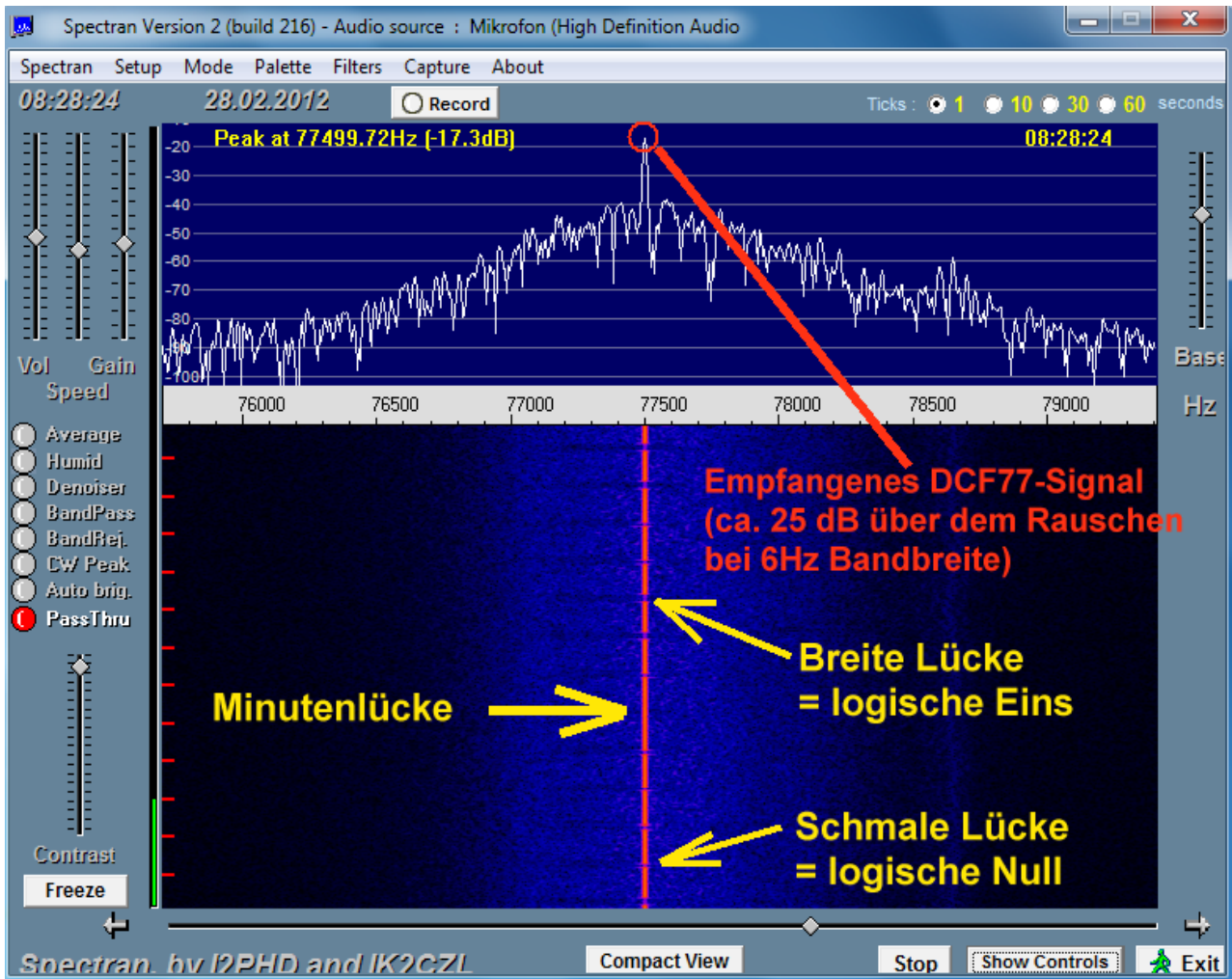
4.3. Der Probelauf

Die beiden Programme „Spectran“ und „Spectrum Lab“ müssen installiert sein und werden dann getestet. Sie können nach dem Start das Eigenrauschen der PC-Soundkarte zeigen und werden z. B. durch Einspeisen eines NF-Signals am Mikrofoneingang ($f = 15 \text{ kHz}$, **aber nur mit einer Amplitude von wenigen Millivolt!**) auf korrekte Funktion getestet.

Dann kommt der DCF77-Empfänger dran und es gilt das folgende Aufbauschema. **Bitte aber darin am Ausgang des Filters das SMA-T-Stück mit dem 50Ω -Abschlusswiderstand nicht vergessen und die Soundkarte nur mit wenigen Millivolt an Eingangsamplitude quälen!**



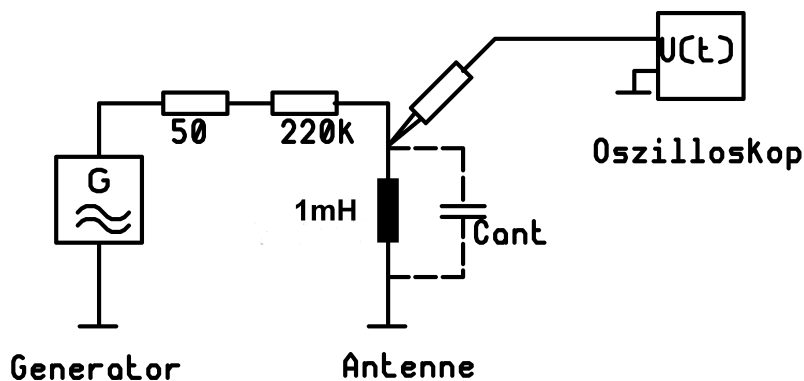
Mit dem Programm „Spectran“ erhält man dann folgenden Bildschirm:



Wer Spaß daran hat, kann sich auch mal diese „3D-Wasserfall-Darstellung“ im Programm „Spectrum Lab“ auf den Schirm holen:

Anhang:

Bestimmung von Eigenresonanzfrequenz und Wicklungskapazität bei der Ferritantenne



Dazu dient die nebenstehende Schaltung. Zwischen den Generator und der als Parallelschwingkreis betrachteten Ferritantenne ist ein Widerstand von 220 kΩ eingefügt, um eine zu starke Bedämpfung durch den Generator-Innenwiderstand von 50 Ω zu vermeiden.

Dabei darf kein zusätzlicher Kondensator bei der Antenne angelötet sein!

Die an der nackten Antenne entstehende Spannung wird mit einem Oszilloskop samt 10:1 – Teilerastkopf beobachtet und zeigt ein **Maximum bei 1170 kHz**. Für diese Resonanzfrequenz weist der Kreiskondensator einen Wert von

$$C_{\text{Kreis}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 1170 \text{ kHz})^2 \cdot 1 \text{ mH}} = 18,5 \text{ pF}$$

auf.

Wenn man sich nun den Tastkopf des Oszilloskops genauer betrachtet, so findet man darauf folgendes Kleberchen:

Tektronix 10x 10,5pF 10MΩ

Da interessiert natürlich nur die Eingangskapazität von 10,5 pF und die muss von der ermittelten Kreiskapazität subtrahiert werden. So bleiben schließlich **etwa 8 pF** als Eigenkapazität der Spule übrig -- und das ist ein hervorragend kleiner Wert, der speziell durch die Kreuzwickeltechnik und die Aufteilung in 2 Teilwicklungen erreicht wurde.

Dieses Bild liefert die Begründung für diesen Effekt, der Kreuzwickeltechnik, bei der die Einzelkapazität jeder Teilwicklung mit 16 pF durch die Serienschaltung reduziert wird. Dieser Effekt wurde übrigens bereits schon beim Beginn der Funktechnik vor mehr als 100 Jahren ausgenutzt.....

