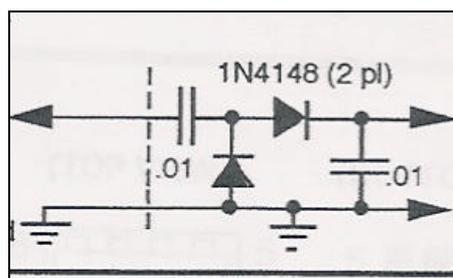


C4	2700pF
C5	2700pF
C6	3300pF
C8	82pF
C9	10pF
C10	270pF
C103	0,01µF
C105	0,01µF
D1	MV1662
D2	1N4148
L1	Benutze die Anleitung in der Baumappe um L1 herzustellen
Q2	2N4401
R15	47k?
R16	22k?
R17	2,2k?
R18	1M?

Zwischen Pin 2 und 3 von J2 löte eine Brücke aus einem der abgeschnittenen Widerstands Beine. Damit wird vorläufig an Stelle des Abstimpotentiometers ein „Null-Widerstand“ eingesetzt. Wenn Du alles eingelötet hast, überprüfe noch mal Deine Arbeit, schau dir auch alle Lötstellen mit einer Lupe an.

Und nun: Saft drauf. Wenn es nicht raucht, dann hast Du wahrscheinlich alles richtig gemacht. Suche Dir einen Punkt, an dem Du bequem die Basis von Q2 messen kannst. Direkt am Transistor ist es vielleicht etwas eng, aber die Basisseite von R16 oder R15 sind ja elektrisch der gleiche Punkt und da solltest Du eigentlich ganz gut herankommen. Messe nun mit einem HF-Tastkopf, ob and der Basis von Q2 HF-Energie ansteht.

Womit, fragst Du, Du hast keinen HF Tastkopf? Macht nichts, dann bau Dir eben schnell einen Tastkopf. Das ist nicht schwer und den Tastkopf wirst Du immer wieder gebrauchen.



Ein Tastkopf besteht im Prinzip aus einer Gleichrichterschaltung, die geeignet ist hochfrequente Spannung in Gleichspannung umzusetzen. Du brauchst Dioden, die schnell genug sind und zwei HF-Abblock-Kondensatoren. 1N4148 Dioden oder ähnliche sind dafür gut geeignet. Wenn Du zufällig zwei Germanium Dioden hast kannst Du diese statt der 1N4148 benutzen. Der Tastkopf spricht dann schon auf niedrigere Spannungen an. Die vier Bauteile kannst Du auf einem Stück Leiterplatte aufbauen.

Fertig? Ok, dann messe jetzt, ob an der Basis von Q2 HF ansteht. Der absolute Wert ist natürlich nicht kalibriert. Du siehst aber in jedem Fall, ob überhaupt HF ansteht und Du könntest auch Veränderungen sehen. Wenn Du einen Kurzwellenempfänger besitzt, dann kannst Du die erzeugte HF auch mit diesem Empfänger abhören. Der

VFO sollte irgendwo bei 3 MHz zu hören sein. Es reicht, wenn Du einen Draht als Antenne in den Empfänger steckst und das andere Ende in die Nähe von Q2 legst.

Lass uns jetzt einige Experimente und Analysen durchführen, die Dir helfen die Funktion eines VFOs zu verstehen.

Unser erstes Experiment beschäftigt sich mit der Stromversorgung der einzelnen Teile des VFO und wie er sich von einem normalen Verstärker unterscheidet. Stelle dein Messinstrument auf „DC“ (Gleichspannung) und messe die Basis- und Emitterspannung von Q2. Statt direkt an Q2, wo es etwas eng zu geht, solltest Du wieder an den Widerständen messen. R17 (2,2k Ω) für die Emitterspannung und R16 für die Basisspannung. Wenn der Messwert weiter helfen soll, dann musst Du natürlich an der richtigen Seite messen.

Hier die Werte, die ich bei meinem SW40+ gemessen habe:

2,17 Volt an der Basis von Q2 und 2,4V am Emitter. Soweit, so gut, aber etwas verrückt, oder? Die Basisspannung ist niedriger als die Emitterspannung! Wie zum Teufel soll den der Transistor so arbeiten? Wir wissen doch noch aus dem Lizenzlehrgang, dass bei einem Verstärker mit einem NPN-Siliziumtransistor die Basis immer 0,7 bis 0,6 Volt positiver sein muss als der Emitter, um zu funktionieren.

Die von Dir gemessenen Werte werden etwas von meinen abweichen, weil Dein Messinstrument vielleicht den VFO etwas anders beeinflusst als meines. Im Prinzip wirst Du aber den gleichen Effekt sehen, dass die Basis- ist niedriger als die Emitterspannung.

Ehe wir nach Erklärungen suchen, mach ein weiteres Experiment: Entferne die Spannungsversorgung und löte eine Kurzschlussbrücke über die beiden Anschlüsse von L1. Damit wird L1 praktisch wirkungslos, der VFO hat kein funktionierendes frequenzbestimmendes Netzwerk mehr und wird nicht mehr oszillieren. Nun gib die Spannung wieder drauf und messe noch einmal.

Ergebnisse bei meinem VFO:

Basis 2,13 Volt
Emitter 1,5 Volt
HF an Basis = 0

OK, das macht Sinn. Die Basis liegt ungefähr 0,6 V höher als der Emitter. Bei 1,5 Volt Spannungsabfall über dem Emitterwiderstand sind das 1,5V/2200Ohm also etwa 0,7mA Emitterstrom. Offensichtlich arbeitet der Verstärker jetzt, wie er sollte, allerdings oszilliert er nicht mehr. Halten wir also fest: Wenn keine Schwingungen da sind, sind die Gleichspannungswerte so, wie man sie in einer Verstärkerschaltung erwartet. Wenn die Stufe schwingt, dann messen wir unerwartete Werte.

Was geht dort vor und wie kann der VFO funktionieren, wenn die Basis eine niedrigere Spannung hat als der Emitter? Überlege mal mit. In der VFO Schaltung (wenn sie funktioniert) sind sowohl am Emitter, als auch an der Basis starke Schwingungen auf der VFO Frequenz (hier: 3MHz) zu erwarten. Die Amplitude der Schwingung ist an der Basis viel größer als am Emitter. Um es vorweg zu nehmen, die Amplitude an der Basis beträgt etwa 3,8V_{ss} (V_{ss}= Spannung von Spitze zu

Spitze gemessen), die Amplitude am Emitter beträgt nur etwa 1,9V_{ss}. Der Transistor arbeitet natürlich wirklich nur, wenn die Basis etwa 0,6 Volt positiver ist als der Emitter, so ist eben die Physik des Transistors. Und die Spannung ist höher, als die am Emitter – aber nur manchmal. Wenn wir uns eine einzelne Schwingung an der Basis ansehen, dann wird für einen kurzen Zeitraum, auf dem positiven Scheitel der Schwingung die Basisspannung positiver als die Emitterspannung, und genau für diesen Zeitraum schaltet der Transistor durch, schaltet auf volle Verstärkung. Jede volle Schwingung auf der Eingangsseite erzeugt auf der Ausgangsseite einen kurzen Puls in dem Augenblick, in dem die Schwingung auf der Basis-Seite den positiven Scheitelpunkt durchläuft. Für die restliche Zeit ist der Transistor gesperrt. Da der Transistor bei jedem Puls voll durchgeschaltet ist, fließt für diese Zeit ein sehr starker Strompuls vom Emitter durch das resonante LC-Netzwerk und sorgt so dafür, dass die Oszillation entsteht und erhalten bleibt. Mit einem Oszilloskop kann man diese Pulse übrigens nicht sehen. Die Wirkungsweise von LC-Netzwerken ist immer so, dass kurze Strompulse so beeinflusst werden, dass sie wie Sinuskurven erscheinen. Du musst Dir also merken, dass in einer Schaltung wie unser Oszillator sie darstellt, alle HF Spannungen wie Sinusschwingungen wirken, in Wirklichkeit aber Pulse sind. Ebenso wichtig ist die Erkenntnis, dass Gleichspannungen und Wechselspannungen (HF oder NF) in einem Verstärker immer gleichzeitig existieren. Es ist daher nicht so einfach zu interpretieren, was Messwerte einem erzählen. Das trifft besonders dann zu, wenn die Wechselspannungen grösser sind als die Gleichspannungen.

Der SW+ VFO

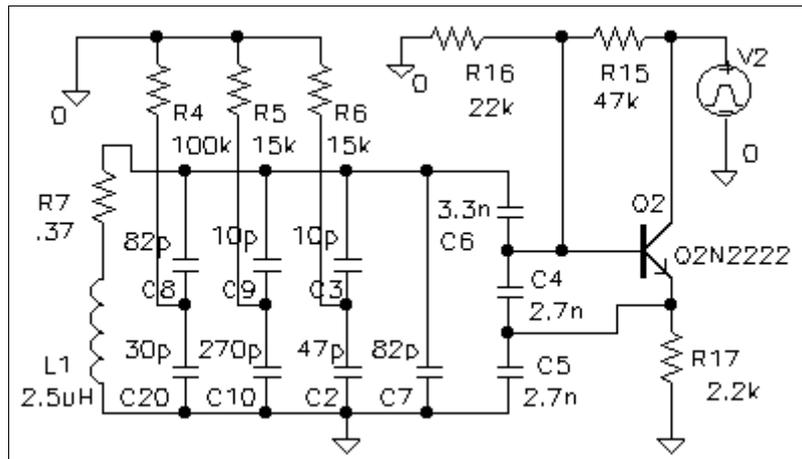
Der 3-MHz VFO versorgt sowohl Empfänger als auch Sender mit einer sinusförmigen hochfrequenten Schwingung. In diesem Abschnitt beschäftigen wir uns aus einem anderen Blickwinkel noch mal mit der Spannungsversorgung von Q2, der im SW40+ als Colpitts Oszillator geschaltet ist. Wir werden sehen, wie und warum die Oszillation startet und warum welche Bauteile gewählt wurden. Einige Funktionen werden wir uns mit einem Simulationsprogramm ansehen, mit dem auf dem PC auch komplexe Funktionen nachgebildet werden können. Zum Schluss wird die Frage geklärt werden, wie die HF an die Mischerstufen übergeben werden kann.

Vorspannung

Nur drei Widerstände sind an der Erzeugung der Vorspannungen für Q2 beteiligt: R15 (47k_?), R16 (22k_?) und R17 (2,2k_?). Die Basis Vorspannung wird durch den Spannungsteiler R15/R16 bestimmt. Ausgehend von der 7,4 Volt Spannung am Kollektor sind an der Basis

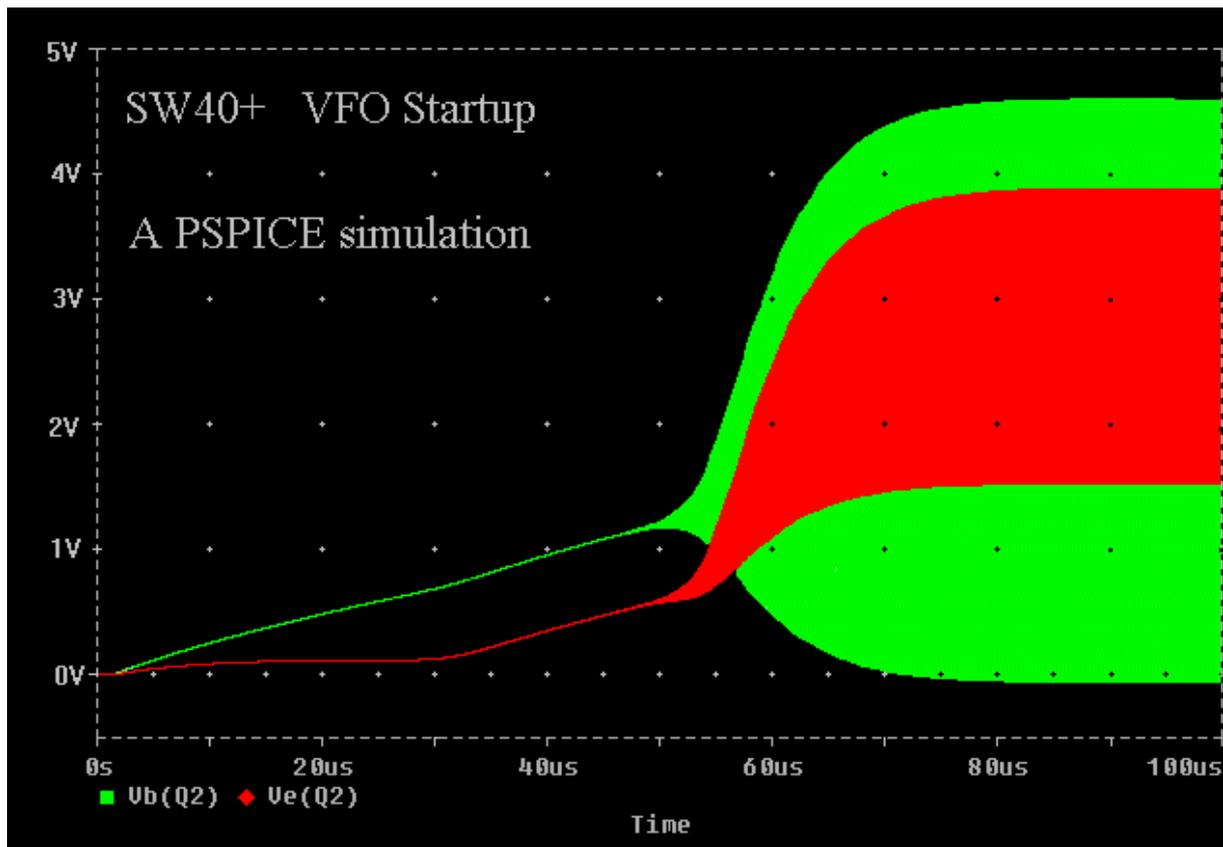
$$7,4V * 22k_{?} / (22k_{?} + 47k_{?}) = 2,35V$$

zu erwarten.

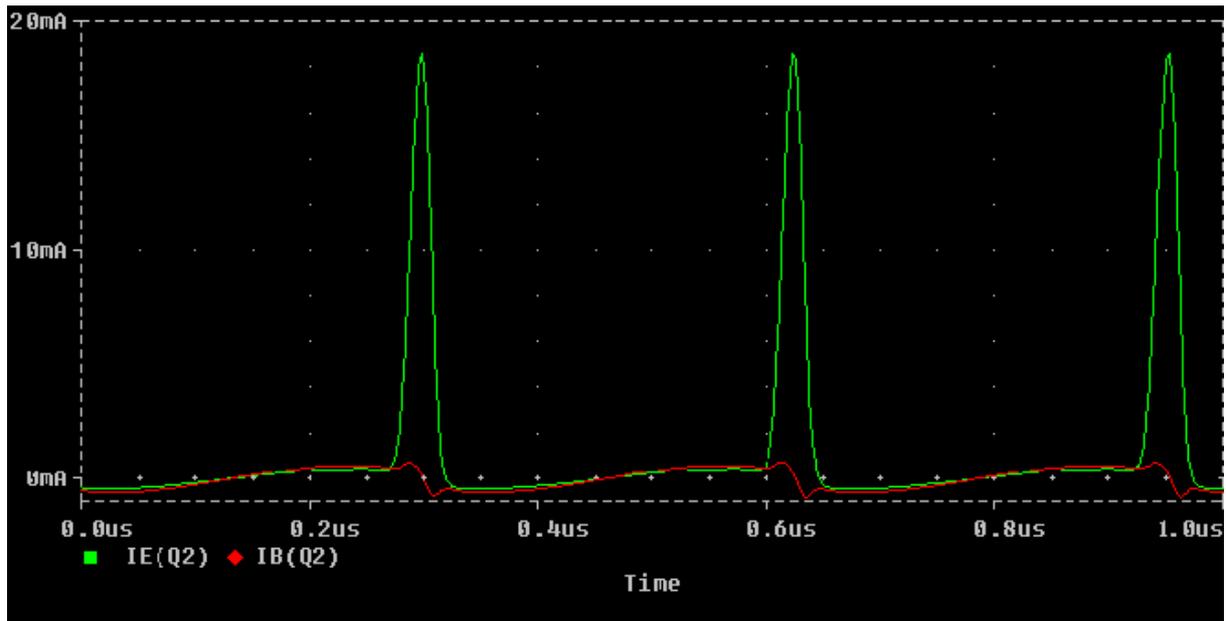


Ein Blick in das Schaltbild mit den Messwerten zeigt uns aber, dass Dave dort statt dessen 3 Volt angibt. Woher dieser Unterschied? Der Grund ist, dass Q2 schwingt. Er arbeitet auf eine sehr unlineare Weise. Wenn Du das Schwingen abstellst, in dem Du zum Beispiel die Spule L1 kurzschließt, so wirst Du einen Wert messen können, der ziemlich genau dem errechneten Wert entspricht.

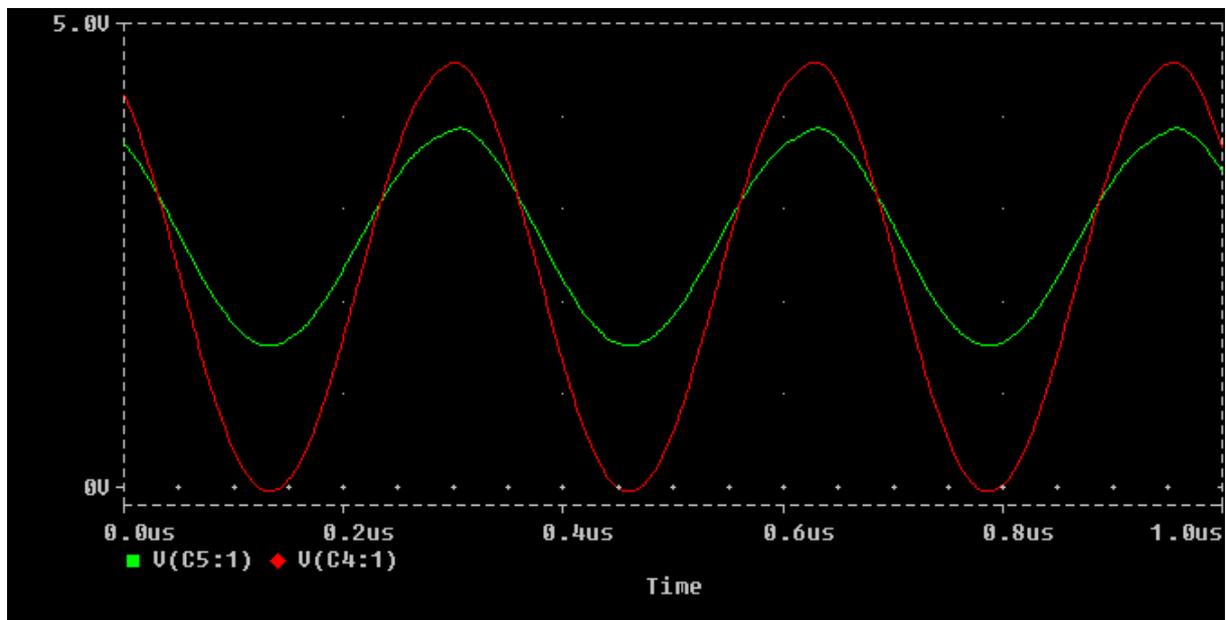
In einer PSPICE Computersimulation habe ich die Simulation so gestartet, das zu Beginn Q2 keine Kollektorspannung hat, die Spannung dann aber sehr schnell auf 7,4 Volt hochgefahren wird. Die Spannungen an Emitter und Basis werden mit ihren Werten über der Zeitachse angezeigt. Die Basisspannung beginnt bei 0 Volt weil C4, C5 und C6 völlig entladen sind. Diese Kondensatoren beginnen sich alle über die Basis-Vorwiderstände aufzuladen. Nach ungefähr 30 μ s erreicht die Basis von Q2 0,6 Volt und Q2 wird leitend, es fließt ein Strom vom Kollektor zum Emitter. Der Emitterstrom lädt nun C5 um einiges schneller auf, C4 wird nicht mehr weiter geladen, weil die Basis/Emitter-Spannung von 0,6V dagegen arbeitet.



Irgendwann zwischen $35\mu\text{s}$ und $45\mu\text{s}$ beginnt Q2 auf 3 MHz zu schwingen. Es beginnt mit sehr kleiner Amplitude im Bereich des Rauschens. Die ganze Zeit über laden sich die Kondensatoren weiter und die Amplitude der 3MHz Schwingung wächst weil Q2 mit ziemlich hoher Verstärkung arbeitet und die Schwingung mit jedem Zyklus weiter aufpumpt. So etwa bei $50\mu\text{s}$ ist die Amplitude der Schwingung so groß geworden, dass Q2 in den nichtlinearen Betrieb gerät. Bis hierhin war Q2 immer leitend, hat immer Strom gezogen, weil die Basis ständig positiver war als der Emitter. Nun ist die Amplitude so groß, dass während des negativen Teils der Schwingung die Basis nicht mehr positiv vorgespannt ist, der Transistor also nicht mehr leitet. Q2 liefert während dieser Phasen keinen Strom mehr. Der zeitliche Anteil während dessen der Transistor noch durchgeschaltet ist wird mit steigender Amplitude immer kleiner. Der Emitterstrom wechselt von einem mehr oder weniger sinusförmigen Verlauf immer mehr hin zu einer Pulsform. Zwischen $50\mu\text{s}$ und $80\mu\text{s}$ nach dem Start sind die Pulse so kurz, dass die Amplitude immer langsamer wächst. Nun stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein. Q2 ist für den größten Teil einer 3 MHz Schwingung abgeschaltet. Die sehr kurze Zeit während des Scheitelpunktes der positiven Halbwelle bringt aber genügend Strom um die Schwingung zu erhalten. Die Energie, die bei jedem Zyklus in verlustbehafteten Bauteilen verloren geht und an die beiden Mischer geliefert wird, kann exakt durch die Pulse nachgeliefert werden. Nach etwa $80\mu\text{s}$ hat sich der Vorgang stabilisiert, das Gleichgewicht ist erreicht.



Laut PSPICE ist Q2 nur etwa während 14% eines Zyklus leitend und zwar immer dann, wenn der positive Spitzenwert einer Halbwelle an der Basis anliegt. Die restliche Zeit über ist Q2 gesperrt, es fließt nur sehr wenig Strom in die Basis. Während der Emitterstrom in kurzen Nadelpulsen erscheint, haben die Spannung an der Basis und die Resonanzspannung an L1 bedingt durch die Wirkung des LC Netzwerkes einen sauberen, sinusförmigen Verlauf.



Welche Bauteile bilden den 3MHz Resonanzkreis?

Die einzige Induktivität in diesem Bereich ist L1, sie bildet die induktive Reaktanz des Resonanzkreises. Die zugehörige kapazitive Reaktanz wird durch die Kondensatoren C2 bis C10 und die kapazitive Reaktanz der Varaktordiode D1 geliefert. Ein großer Teil des Resonanzstroms fließt über die Kondensatoren C4 (2700pF), C5 (2700pF) und C6 (3300pF). Die Reaktanzen der anderen Kondensatoren sind relativ hoch und tragen daher deutlich weniger zum Fluss der resonanten Energie bei. L1 hat etwa 2,5

μ H Induktivität. Um einen Resonanzkreis auf 3 MHz zu bilden, ist eine Parallelkapazität von 1126 pF nötig. Um auf 3,040 MHz zu kommen müssen es 1096 pF sein. Die Varaktordiode muss also mindestens die Differenz von 30 pF liefern können.

Dave „entnimmt“ dem Kreis ein wenig Energie um den Empfänger- und Sendemischer U1 und U5 damit zu speisen. Er macht das über kapazitive Spannungsteiler. C3 (10 pF) und C2 (47 pF) liefern etwa 1 V_{ss} an U1, dem Empfangsmischer. Die Spannung über C2 ist eine saubere Sinusspannung. Der Einsatz des kapazitiven Spannungsteilers macht es möglich die interne Vorspannungserzeugung von U2 für seinen Oszillator-Eingang auf den optimalen Wert einzustellen ohne die Vorspannung von Q2 zu beeinflussen. Der Sendemischer U5 braucht erheblich weniger Oszillatorspannung, da hier der Oszillator nicht wie bei U1 in den Oszillatoreingang eingespeist wird, sondern in den verstärkenden Eingang des Mischers. Die kleine Kapazität C10 (270 pF) liefert etwa 200 mV_{ss} an U5.

Mike Gipe, K1MG erzählt etwas über Kondensatoren und Varaktordioden.

In der Theorie sind alle Funkamateure schlank, hübsch, großartige Unterhalter auf Partys und haben wohlgezogene Kinder. In der Praxis....

In der Theorie sind alle Kondensatoren nur Kondensatoren, folgen streng der Formel für die Berechnung ihrer Impedanz $X = 1/2\pi FC$. In der Praxis ändern sie ihren Wert mit der Temperatur, haben ein verlustbehaftetes Dielektrikum, haben einen Ohmschen Widerstand, und mit ihren Anschlussdrähten liefern sie sogar noch etwas Induktivität an jede Schaltung. Erinnerst Du Dich an die Formeln für den Wechselstromwiderstand, die Du mal für gelernt hast? Die Impedanz einer Kapazität wird kleiner, wenn die Frequenz, die durch sie hindurchgeleitet wird höher wird (F steht unter dem Bruchstrich). Die Impedanz einer Induktivität wird größer wenn die Frequenz höher wird.

Was passiert nun, wenn Du die Frequenz bei einem typischen kleinen Keramik-Kondensator erhöhst, der einiges an Streuinduktivität aufweist? Bei niedrigen Frequenzen bringt die Streuinduktivität wenig Reaktanz, der Kondensator verhält sich in etwa wie er soll, nämlich als Kondensator. Wenn Du nun die Frequenz erhöhst, dann wird die kapazitive Widerstand immer kleiner und der induktive Widerstand immer größer. Bei irgendeiner Frequenz ist dann der induktive Widerstand genau so groß wie der kapazitive Widerstand und wenn man die Frequenz noch weiter erhöht, wird aus dem armen Kondensator eine miese Spule. Die Frequenz, bei der Induktiver Widerstand und kapazitiver Widerstand gleich groß sind, nennt man Selbstresonanz-Frequenz. Diese Frequenz wird bestimmt durch Material und Konstruktion des Kondensators, kann aber auch sehr stark durch die Art der Montage des Kondensators in einer Schaltung beeinflusst werden. Aus diesem Grund steht zum Beispiel in jeder guten Bauanleitung der Hinweis, dass Kondensatoren so dicht wie möglich auf der Platine montiert werden sollen, dass die Anschlussdrähte möglichst kurz gehalten werden. Als Faustregel kann man sagen, dass die Selbstresonanzfrequenz eines bestimmten Kondensatortyps um so niedriger liegt, je größer die Bauform des Kondensators ist. Der ideale Abblockkondensator hätte einen unendlich hohen Widerstand für Gleichspannung, und Null Impedanz bei jeder Frequenz. Unglücklicherweise gibt es so einen Kondensator noch nicht, aber moderne Typen kommen ihm doch recht nahe. Sie haben einen extrem hohen Gleichstromwiderstand und stetig kleiner werdenden

Widerstand bei steigender Frequenz. So lange jedenfalls, wie Du nicht an seine Selbstresonanzfrequenz herankommst. Von dieser Frequenz an wird er als Abblockkondensator wertlos, da sein Widerstand wieder steigt. Merke Dir: Ein Kondensator kann sehr effektiv zur Ableitung von HF benutzt werden solange man weit unter seiner Eigenresonanzfrequenz bleibt.

Wie gehen wir nun in der Praxis mit diesem Problem um? Ganz einfach, Du hast eine Lösung schon ganz am Anfang gesehen, als Du die 8V Stabilisierung aufgebaut hast. Benutze einen großen Kondensator, der bei niedrigen Frequenzen gut ableitet, aber bei hohen Frequenzen nutzlos ist, und schalte ihm einen kleinen Kondensator parallel der bei den niedrigen Frequenzen keine große Wirkung hat, dafür aber bei hohen Frequenzen sehr effektiv ist.

Wenn Du mal Datenblätter für Kondensatoren in die Finger bekommst, wirst Du darin einige Graphiken zum diesem Thema finden. Meist ist die Impedanz gegen die Frequenz aufgetragen, die Selbstresonanzfrequenz ist dann deutlich zu erkennen. Alle diese praktischen Einschränkungen im Kopf zu behalten und während des Entwurfs einer neuen Schaltung parat zu haben ist es, was einen guten HF Konstrukteur ausmacht.

Bei der Gelegenheit, moderne Geräte wie zum Beispiel Handys arbeiten auf sehr hohen Frequenzen. Aus diesem Grund wirst Du in ihnen kaum einmal einen Kondensator mit Drahtanschlüssen finden, da die Selbstresonanzfrequenz von Kondensatoren für diesen Anwendungsfall viel zu niedrig ist. Es werden nur noch SMD Bauteile (Surface Mounted Device= Oberflächen-Montierte-Bauteile = Bauteile ohne Anschlussdrähte) benutzt, deren Eigeninduktivität sehr viel geringer und deren Selbstresonanzfrequenz dadurch sehr viel höher ist. Auch wir könnten uns das Basteln manchmal sehr erleichtern, wenn wir mehr SMD Bauteile einsetzen würden.

Die Verhältnisse bei Induktivitäten, die als Drosseln eingesetzt werden, sind übrigens sehr ähnlich. Auch hier ist es erstaunlich, wie sich die wirklichen Impedanzen bei ungünstig gewählten Drosseln verhalten können.

Kleinere Kondensatoren weichen proportional weniger vom Sollwert ab, als größere und sind ein wenig selbst kompensierend. So kann ein 10pF Kondensator mit 10% Toleranz zwischen 9pF und 11 pF als wahren Wert haben. Ein 100pF Kondensator mit 10% Toleranz kann zwischen 90pF und 110pF als Wert haben. Wenn man 10 Kondensatoren von je 10 pF parallel schaltet, so erhält man auch 100 pF. Da aber 5 davon nach unten abweichen können, und 5 nach oben, besteht die Chance genau auf 100 pF zu kommen. Nun wird es kaum jemals so sein, dass genau 5 um den gleichen Betrag in die eine Richtung abweichen wie die anderen 5 in die andere. Genau so unwahrscheinlich ist es aber, dass alle 10 in die gleiche Richtung abweichen. Als Resultat wird man also näher an 100pF liegen, als wenn man einen einzigen 100pF Kondensator nehmen würde.

Hast Du etwa geglaubt, das sei hier alles streng wissenschaftlich?

Varaktordioden (Kapazitätsdioden)

Kapazitätsdioden werden viel als variable Kapazität eingesetzt, sie sind wirklich nicht schlecht, aber sie sind nicht das Gleiche, wie ein echter variabler Kondensator (Drehkondensator). Du kannst auch nicht so ohne weiteres einen Drehkondensator

direkt durch eine Varaktordiode ersetzen. Wenn man aber einige grundsätzliche Dinge bedenkt, lässt sich mit etwas Aufwand fast immer eine Möglichkeit finden, an Stelle eines Drehkondensators eine Varaktordiode einzusetzen.

Bedenken muss man dabei besonders:

- ?? Den Temperaturkoeffizienten
- ?? Die Nichtlinearitäten in Bezug auf die tatsächlich anliegende Spannung, das ist die Summe aus Gleichspannung und überlagerter Wechselspannung (HF) zu jeder Zeit, besonders aber in den Spitzen der Amplitude.

Kapazitätsdioden sind Halbleiter und haben ein Verhalten, das es bei ihrem mechanischen Pendant nicht gibt: Wenn die angelegte HF Spannung nur groß genug ist, wird die Diode für den Teil des Zyklus in dem die Amplitude den Wert für die Durchbruchspannung überschreitet, leitend. Das kann dann zu ziemlich üblen Effekten führen:

- ?? Die HF-Impedanz des gesamten Schaltungsteils kann sich drastisch ändern
- ?? Die Vorspannungen können bei ungünstigem Schaltungsentwurf massiv beeinflusst werden.
- ?? Die momentane Kapazität und damit die Resonanzfrequenz können sich schlagartig ändern.

Um solche Nebeneffekte zu verhindern, müssen kostenintensive Schaltungstricks angewandt werden. Manchmal sieht man dass zum Beispiel zwei Dioden antiparallel zusammen geschaltet werden. Die Abstimmspannung wird dann zwischen beiden zugeführt. Das verhindert einen Teil der Halbleitereffekte (eine Diode mindestens ist immer in Sperrrichtung). Ein guter Designer wird immer die maximalen HF Amplituden auf einem Level halten der so niedrig ist, das die Kapazitätsdiode nicht durchschalten kann.

Sehr unangenehm ist auch, dass alle Kapazitätsdioden einen sehr unlinearen Zusammenhang zwischen Spannung und Kapazität zeigen, besonders wenn noch die Überlagerung der Abstimmspannung durch die anstehende HF dazu kommt. Die Kapazität die man wirklich erhält, resultiert immer aus der Summe der Abstimmspannung und der überlagerten HF zu einem bestimmten Zeitpunkt. Das Ergebnis können viele Nebenwellen sein oder Oszillatoren, die kurz anschwingen, aufhören zu oszillieren, wieder anschwingen usw. Ich spreche hier aus böser Erfahrung!

Ein anderer wichtiger Punkt ist die Impedanz der Abstimmspannung. Sie muss so hoch wie möglich gewählt werden, um sicher zu stellen, dass möglichst wenig unangenehme Effekte auftreten können. Solche Effekte könnten zum Beispiel wilde Verkopplungen zwischen späteren Stufen und dem VFO sein. Die Abstimmspannungsleitung sollte immer eine Impedanz vom $> 100\text{k}\Omega$ haben.

Fragen, die durch Mikes Beitrag aufkamen:

Frage: Mike, möglicherweise sehe ich es falsch, aber sind D2 und C105 Teile des Mischers und nicht Teile des VFOs? Sind sie nötig für die Funktion des VFOs, oder hast Du sie nur eingezeichnet, weil Du Daves Bauanleitung gefolgt bist?

Antwort: D2 und C105 sind Teil der Spannungsversorgung für die Mischer ICs und den VFO. Der Strom fließt vom Eingang durch den 8V Regulator und durch D2, wird

von C105 gefiltert und dem VFO und den Mischern zugeführt. Ohne diese beiden Teile erhält der VFO keine Gleichspannung. D2 ist übrigens auch dafür verantwortlich, dass am VFO nur 7,4V statt 8 V anstehen.

Frage: Nachdem ich alle VFO Teile eingebaut habe, finde ich ein Loch zuviel in der Leiterplatte. Das Extra Loch geht an Masse.

Antwort: Dieses Loch ist dafür vorgesehen, eine Masseleitung von der Platine zu den Gehäusen der Quarze herzustellen, die später als Quarzfilter eingebaut werden. Die Gehäuse der Quarze müssen geerdet werden, damit starke Signale nicht unter Umgehung des Filters von Gehäuse zu Gehäuse weitergekoppelt werden.

Frage: Ich würde gerne wissen, ob ich statt des 100k Ω Potentiometers wie es in der Schaltung angegeben ist auch ein 50k Ω Potentiometer nehmen kann. Ich habe noch ein 50k Ω Potentiometers hier liegen. Welchen Effekt würde es haben, wenn ich es einbauen würde.

Antwort: Die einzige Funktion dieses Potentiometers ist die eines Spannungsteilers für die Abstimmspannung der Kapazitätsdiode MV1662. Mit 8 Volt am Potentiometer ergibt sich bei 100k Ω ein Strom von 0,08mA und bei 50k Ω ein Strom von 0,16 mA. Beides ist so wenig, dass es die Gesamtstromaufnahme nicht wesentlich beeinflusst. Der Strom fließt nur durch das Potentiometer und addiert sich zum Gesamtstrom des SW+. Der Wert ist für das Abstimmverhalten selbst ohne jeden Einfluss.

Frage: Vor vielen Jahren wusste ich eine Menge über Oszillatoren, auch über den Colpitts. Ich scheine das meiste vergessen zu haben. Die Funktion von C5 irritiert mich. Im „QRP Notebook habe ich den Hinweis gefunden, dass es der Rückkopplungskondensator sei. Ich finde aber nicht heraus, wie das funktionieren soll.

Antwort: Lass uns zuerst die Teile für den Resonanzkreis festlegen: L1 ist die Resonanzinduktivität. Die Resonanzkapazität wird durch eine Reihe von Kondensatoren gebildet:

- C6 in Serie mit C4 in Serie mit C5
- C8 in Serie mit der Kapazität der Kapazitätsdiode
- C7-C9 in Serie mit C10
- C3 in Serie mit C2

Die ganze Serie addiert sich zur Parallelkapazität für L1 bei 3 MHz. Ein großer Teil des Resonanzstromes fließt durch die Reihe C6/C4/C5 weil diese Reihe den Weg mit der niedrigsten Impedanz darstellt. Nun könnte man sagen, dass Q2 die Resonanzspannung an seiner Basis „spürt“ und kräftige Strompulse über den Emitter in den Resonanzkreis „schießt“, um die Schwingung aufrecht zu erhalten. Somit ist die Verbindung von C4 und C5 die Stelle, wo Q2 die Schwingungen „aufpumpt“. Das ist der Rückkopplungseinstieg. Natürlich kommen die Emitter-Pulse von Q2 genau im richtigen Zeittakt der Sinusform die ein LC Resonanzkreis immer erzeugt.

Frage: Könnte mir mal jemand die vielen Resonanzkondensatoren so auflisten, dass ich mit der Berechnung der Gesamtkapazität zu einem Ergebnis komme?

Antwort: OK, versuchen wir es mal. Ich setze mal die Kapazität der Kapazitätsdiode mit 50pF und die Kapazität von C7 mit 68pF an (C7 wird erst später zum genauen Einstellen des VFO eingebaut).

Fange oben an, berechne als erstes die Kombination C2-C3, nenn das Ergebnis Ca:

$$C_a = 10\text{pF} * 47\text{pF} / (10\text{pF} + 47\text{pF}) = 8,25\text{pF}$$

Mach das gleiche mit C8 und D1, nenn das Ergebnis Cb:

$$C_b = 82\text{pF} * 50\text{pF} / (82\text{pF} + 50\text{pF}) = 31,06\text{pF}$$

Nun C4 und C5 als Cc:

$$C_c = 2700\text{pF} * 2700\text{pF} / (2700\text{pF} + 2700\text{pF}) = 1350\text{ pF}$$

Nun kannst Du Ca, Cb und Cc addieren, da sie alle parallel geschaltet sind:

$$8,25\text{pF} + 31,06\text{pF} + 1350\text{pF} = 1389,31\text{pF}$$

Diese Kapazität ist wieder in Serie mit C6. Kombiniere sie zu Cd:

$$C_d = 1389,31\text{pF} * 3300\text{pF} / (1389,31\text{pF} + 3300\text{pF}) = 977,70\text{ pF}$$

Als Ce berechne die Kombination von C9 und C10:

$$C_e = 10\text{pF} * 270\text{pF} / (C_9\text{pF} + C_{270}\text{pF}) = 9,64\text{pF}$$

Zum Abschluss bleibt noch C7, Ce und Cd, die alle parallel sind zu addieren:

$$C_{ges} = C_7 + C_e + C_d = 68\text{pF} + 9,64\text{pF} + 977,7\text{pF} = 1055,34\text{ pF}$$

Das ist die Kapazität, die mit L1 den Resonanzkreis bildet. Rechne die Resonanzfrequenz aus:

$$F = 1 / (2 * \pi * \text{SQRT}(2,5\text{e-}6\text{H} * 1055,34\text{e-}12\text{F})) = 3,0985\text{ MHz}$$

Ziemlich dicht dran, oder?

Frage: Wie kann ich den Wirkungsgrad (Pout / Pin) des VFO berechnen?

Antwort: Nun, ein VFO ist eigentlich nicht die Stufe, bei der man solche Berechnungen anstellt, der Wirkungsgrad ist hier auch nicht sonderlich wichtig. Die beiden Verbraucher (Mischer U1 und Mischer U2) haben beide eine ziemlich hohe Impedanz und entziehen dem VFO nur sehr wenig Leistung. Die Stromaufnahme des VFO stellt nur einen sehr kleinen Anteil an der Gesamtstromaufnahme dar. Ausgehend von Daves Spannungstabellen kannst Du ausrechnen: 2,5V DC über dem Emitterwiderstand 2,2k? .

$$I = U / R = 2,5\text{V} / 2200\Omega = 1,14\text{mA}$$

Das ist selbst im Empfangsbetrieb kein großer Anteil an den 16mA, die der Empfänger aufnimmt. So, dann bleibt höchstens noch der Gedanke, die Leistungsabgabe des VFOs zu erhöhen, um Verstärkung in der Senderkette einsparen zu können. Das ist aber auch nicht möglich, da der Sendermischer U5

nicht beliebig hohe Eingangspegel verarbeiten kann. Er limitiert die Energie, die für den Vorverstärker bereitgestellt werden kann und nicht der VFO.

Ein VFO-Quiz

Frage: Warum hat die Diode maximale Kapazität wenn 0V an J2-2 anliegt?

Antwort: Ohne Vorspannung an der Diode ist die Sperrschicht zwischen P- und N-Material am dünnsten. Wenn die negative Vorspannung steigt wird die Sperrschicht dicker. Es ist dann, wie bei den Platten eines Kondensators: je weiter diese auseinander sind, desto kleiner ist die Kapazität.

Frage: Warum nimmt die Kapazität der Diode mit steigender Spannung an J2-2 ab?

Antwort: siehe oben

Frage: Warum wird die Diode mit negativer Vorspannung betrieben?

Antwort: Wäre die Vorspannung positiv, so hätte die Diode sehr wenig Kapazität. Varicaps arbeiten mit negativer Vorspannung.

Frage: Welche Aufgabe hat C 103?

Antwort: Er verhindert, dass HF aus dem VFO zurück auf die 8 Volt Spannungsversorgung gelangen kann.

Frage: Warum wird die Spannung an J2 extra über den 78L08 erzeugt?

Antwort: Sie ist stabilisiert, um zu verhindern, dass eine Änderung der Versorgungsspannung die VFO-Frequenz ändert. Schon mal ein "chirpendes" CW-Signal gehört?

Frage: Wenn das Gerät angeschaltet ist, liegen 8 Volt am Potentiometer. Da wir nun Spannung an einen Widerstand legen, muss doch eigentlich ein Strom fließen, der das Potentiometer thermisch erwärmt und dadurch den Widerstandswert leicht ändert. Warum wirkt sich dies nicht auf den Rest der Schaltung aus, warum ändert sich die Spannung an J2-2 nicht nach einiger Zeit?

Antwort: Nur ein sehr kleiner Strom wird dem Potentiometer am Mittelanschluss entnommen. Eine negativ vorgespannte Diode in Serie mit einem 1M Ω Widerstand zieht nur wenig Strom. Das bedeutet, dass die Leistung gleichmäßig über die gesamte Schleiferbahn des Potentiometer verbraucht wird. Daher ändern sich beide Seiten gleichmäßig und die Änderung am Spannungsteiler ist 0.

GEFÄHRLICHE FRAGE, nicht unbedingt zu Hause probieren!

Frage: Warum muss man vorsichtig sein, wenn man mit dem Prüfkabel arbeitet und darauf achten, die Pins 1 und 3 von J2 **AUF KEINEN FALL** kurzzuschließen?

Antwort: Damit wären die 8 Volt nach Masse kurzgeschlossen. Theoretisch sollte der Regler den Strom begrenzen, aber ich würde es nicht ausprobieren.

Frage: In manchen Geräten sieht man einem kleinen Trimmerkondensator in der Nähe von Y5, RFC2, C28 und C29. Welche Aufgabe hat dieser?

Antwort: Dadurch werden Frequenzabweichungen der mitgelieferten Quarze ausgeglichen. Das Signal dieses Oszillators mischt sich mit der VFO-Frequenz um das Sendesignal zu produzieren. Die Ausgangsfrequenz wird hierdurch feinabgestimmt.