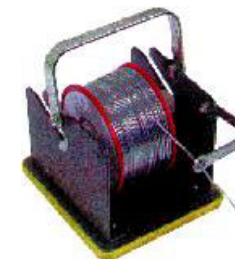


FI's Werkstattfibel

Bauteile, Techniken, Praxistips-

Begleitheft zu den **QRPproject** Bausätzen



Vorwort

Selbstbau im Amateurfunk ist eine Abenteuer, dass sich jeder Funkamateurler gönnen sollte.

Es ist lange her, ich war so etwa 14 Jahre alt, da suchte ich mir im Physikunterricht als Jahres Hausaufgabe unter den vielen Angeboten einen Kurzwellenkonverter aus. Ich sollte ihn bauen, beschreiben und nach Fertigstellung an ihm meinen Mitschülern einige Grundlagen der Elektrik und Hochfrequenz erklären. Ich erinnere mich, dass der Konverter den Bereich 80 Meter auf die Mittelwelle umsetzte und dass ich tatsächlich fast ein Jahr für die Bewältigung der Aufgabe brauchte. Besonders mühsam war es, aus vielen verschiedenen Büchern die tausend Lösungen für Probleme herauszusuchen, die während des Aufbaus auftraten.

Als der Konverter endlich spielte brachte er mich schnell in Kontakt zu den Funkamateuren des Ortsverbandes Gelsenkirchen des Deutschen Amateur Radio Clubs. Dort und in den verschiedenen anderen Ortsverbänden, in denen ich im Laufe meines Amateurfunk-Lebens zu Hause war, lernte ich viele andere Funkamateure kennen, die unermüdlich bereit waren, meine Fragen zu beantworten. Ich lernte mit ihrer Hilfe alles was ich brauchte, um mein neues Hobby weiter zu entwickeln und das hat sich bis heute nicht geändert. Das große Wissen der Summe der mir bekannten Funkamateure und deren Bereitschaft, ihr Wissen zu teilen hat mir immer wieder geholfen, mein Hobby Amateurfunk über meine eigenen Grenzen hinaus genießen zu können. Im Laufe der Jahre wurde für mich persönlich der Selbstbau zum genußvollsten Teil des Hobbys und so war es nur konsequent, dass ich 1997 die Arbeitsgemeinschaft QRP und Selbstbau im Amateurfunk DL-QRP-AG gründete. Nicht ohne Hintergedanken natürlich. Meine Vorstellung ging dahin, dass die Arbeitsgemeinschaft die Ressourcen der überall in Deutschland vorhandenen Selbstbau-Experten und Geräte-Entwickler bündeln könnte - und die Rechnung ging auf. In kurzer Zeit war die DL-QRP-AG zu einer großen Arbeitsgemeinschaft gewachsen, die in immer kürzerer Folge viele Bausätze für Funkgeräte und Zubehör entwickelte. Durch unsere Publikationen in den Zeitschriften Funkamateurler und CQDL und in unserem eigen, vierteljährlich erscheinenden Bastelmagazin QRP-Report konnten wir immer mehr Funkamateure dazu animieren, sich für den Selbstbau ihrer Funkgeräte zu begeistern. Allerdings mussten wir auch feststellen, dass mit größer werdender Zahl von Quereinsteigern die Anforderungen an die Unter-

lagen für unsere Selbstbauprojekte immer größer wurden. Am Anfang kamen wir noch mit einer Schaltungsbeschreibung, den Schaltbildern und einem Bestückungsplan aus. Je mehr Funkamateure wir aber dazu gewinnen konnten, sich an ein „Erstlingswerk“ heranzuwagen, um so deutlicher wurde die Tatsache, dass wir in den Baumappen sehr viel stärker auf Grundlagen, Bauelementekunde und Praxistips eingehen mussten, dass die Beschreibungen immer ausführlicher wurden und somit der Zeitbedarf für die Erstellung der Baumappen immer größer wurde.

Im Jahre 2001 war hatte die Arbeit mit den DL-QRP-AG Bausätzen einen solchen Umfang angenommen, dass er von ehrenamtlich tätigen Helfern nicht mehr bewältigt werden konnte. Wir beschlossen diesen Teil aus der Arbeitsgemeinschaft auszugliedern und ihn zu kommerzialisieren, ohne dass die Bedingungen für die Selbstbauer sich verschlechtern. Der Bausatzvertrieb wie auch die Handbucheerstellung wurde an die Firma QRPproject übergeben.

Im Frühjahr 2003 war der Umfang unserer Baumappen derart gewachsen, dass der Pflegeaufwand mit den Standardmitteln eines Amateurs nicht mehr zu bewerkstelligen war. Nach ausführlicher Beratung mit Fachleuten, beschlossen wir, die Baumappenerstellung auszugliedern und auf professionelle Werkzeuge umzusteigen. Beginnend mit dem Handbuch der SPATZ Transceiver Serie werden alle Handbücher nun von **fl**service unter Verwendung professioneller Software hergestellt. Gleichzeitig beschlossen wir, den allgemeinen Teil aus den speziellen Handbüchern auszugliedern und daraus eine allgemeine Einführung in den Selbstbau zu schaffen. In Zukunft wird jeder Bausatz von QRPproject einen gleich umfangreichen allgemeinen Teil haben, der natürlich genau wie unsere Handbücher lebendig sein und wachsen soll. Anregungen und Hinweise von Nutzern sind jederzeit hochwillkommen. Durch die Umstellung soll hauptsächlich erreicht werden, dass solchere Änderungen und Erweiterungen schneller und einfacher eingebaut werden können. Mussten bisher für eine kleine Änderung etwa 40 verschiedene Handbücher geändert werden, beschränkt sich der Aufwand jetzt auf einen einzigen Text.

Gleichzeitig diese kleine Selbstbaufibel den Anfängern Mut machen, sich an den Selbstbau heranzuwagen. Es ist wirklich nichts kompliziertes dabei. Du musst kein Elektronik-Experte sein, aber Du solltest Dich aber ein wenig in den Grundlagen auskennen, bevor Du Dich in dieses Abenteuer stürzt.

Löten

Hoffentlich ist dies nicht Deine erste Begegnung mit einem Lötkolben. Falls doch, oder wenn dies Dein erstes Halbleiterbauprojekt ist, hier einige Tips um Deinen Erfolg zu sichern.

Leiterplatten

Die meisten unserer Leiterplatten ist beidseitig beschichtet und alle Löcher sind durchkontaktiert. Das heißt, dass Du **nicht** auf der Bestückungsseite löten musst. (auch nicht sollst). Besonders Anfänger haben die Tendenz, zu viel Lötzinn zu benutzen. Bei modernen Leiterplatten, die eine Lötstopmaske aufgedruckt haben, ist aber nicht sehr viel Platz für das Zinn.

Lötzinn

Wir empfehlen bei modernen Leiterplatten mit Lötstopmaske ausschließlich mit modernem Elektroniklot mit 0,5mm Durchmesser zu arbeiten. 1mm Lötzinn eignet sich nur, wenn keine Lötstopmaske vorhanden ist. Die Verwendung von Löthonig, Lötwasser und ähnlichen archaischen Löthilfen ist eher für das Löten von Dachrinnen geeignet und sollte bei Leiterplatten vermieden werden. Das moderne Elektroniklot enthält innen eine Seele aus Flußmittel, so dass eine zusätzliche Zugabe von Flußmittel nicht nötig ist. Gebräuchlich sind zur Zeit Legierungen unterschiedlicher Zusammensetzung. Der hohe Anteil an giftigem Blei macht es erforderlich, die Vorschriften des Arbeitsschutzes zu beachten. Während der Lötarbeiten sollte man seine Nase nicht unbedingt direkt in den aufsteigenden Rauch halten, da auch dieser doch erhebliche Anteile an Blei enthält. In der Industrie werden Absauganlagen benutzt, die aber im Hobby Bereich auch bei Viel-Lötern durch eine gewisse Vorsicht während des Lötens ersetzt werden können. Im Handel erhältliches sogenanntes „umweltfreundliches Lötzinn“ hat sich in der Praxis nicht bewährt.

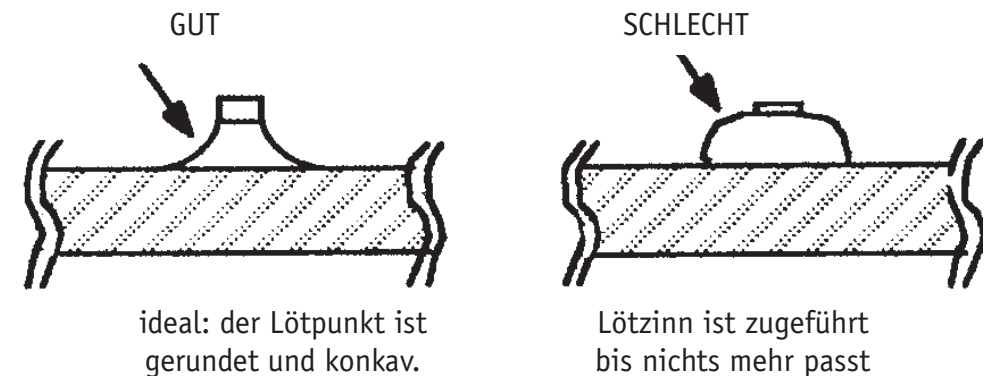
Die preiswerteste und meist gebrauchte Legierung nennt sich Sn64Pb36 und besteht aus 64% Zinn und 36% Blei.

Legierungen mit 2% Kupfer oder Silbergehalt haben einen niedrigeren Schmelzpunkt, was das Löten etwas leichter macht, und ergeben glänzendere Lötstellen. Letzteres hat elektrisch natürlich keinerlei Bedeutung, macht aber manchen Bastlern besondere Freude. Ob Silber oder Kupfer macht keinen wirklich dramatischen Unterschied, außer beim Preis. Ich habe in meinen Bastelkursen oft festgestellt, dass die „Sparsamkeit“ der Funkamateure gerade bei Lötzinn sehr groß ist. Manche Lötzinnrolle, die ich bei solchen Treffen sah, war wohl offensichtlich vom Großvater geerbt. Du

braucht ja das alte Zeug nicht unbedingt wegzuwerfen, Gehäuse kann man damit sicherlich noch löten und vielleicht ist ja auch mal eine Dachrinne defekt. Beim Zusammenbau eines Bausatzes solltest du aber auf jeden Fall auf das alte Zeug verzichten, sonst wirst Du möglicherweise später um die Suche nach kalten Lötstellen und Lötbrücken nicht herum kommen.

Lötkolben:

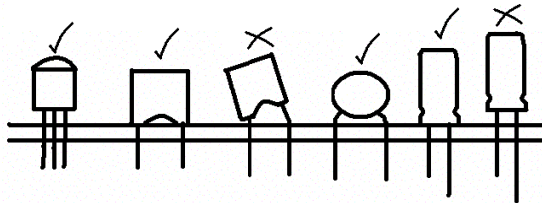
Benutze möglichst einen Lötkolben mit einer Leistung zwischen 50 und 80 Watt. 15W oder auch 30W Kolben sind nach meiner Erfahrung nur etwas für Masochisten. Optimal ist eine Lötstation, die mit **Niederspannung** und Potentialausgleich arbeitet. Wir benutzen heutzutage sehr viele empfindliche Bauteile, die bei ungenügender Erdung des Werkzeugs schnell Schaden nehmen. Es gibt sehr gute Lötstationen bereits sehr preiswert im Handel zu kaufen. Schlechte Erfahrung habe ich mit alten Lötkolben gemacht, bei der die Spitze in den Kolben gesteckt und mit einer M4 Schraube befestigt wird. Bei dieser Art sitzt die Spitze oft schlecht im Heizelement und hat dadurch schlechten Wärmeübergang. Die Spitze sollte heute immer eine veredelte Lötspitze sein, die Zeit der handgeschmiedeten Lötspitzen aus Kupfer oder Schweißdraht ist bei aller Sparsamkeit vorbei. Halte die Lötkolbenspitze sauber. Benutze einen feuchten Schwamm oder ein feuchtes Küchentuch aus Leinen, um die Spitze regelmäßig zu reinigen, wenn du arbeitest. Für die Leiterbahnen ist eine 0,8mm Bleistiftspitze ideal. Auf der Massefläche macht diese Spitze aber manchmal Probleme, da ist die breitere Hammer Spitze wegen der besseren Wärmeabgabe von Vorteil. Erhitze die Lötstelle nur so viel, wie für eine gute Lötverbindung nötig ist. Ein kleiner „Schraubstock“ zum Halten der Leiterplatte macht die Arbeit leichter. So sehen eine korrekte und eine unkorrekte Lötstelle aus:



Berühre Leiterzug und Bauelementanschluss gleichzeitig mit der Lötspitze. Führe das Lötzinn innerhalb von ein oder zwei Sekunden zu und Du wirst sehen, wie das Zinn in die Lötstelle fließt. Ziehe den Lötzinn und dann den LötKolben weg.

Widerstehe der Versuchung, soviel Zinn in die Lötstelle zu stopfen, bis nichts mehr reinpasst. Zuviel Lötzinn führt meist zu Schwierigkeiten, denn es könnten sich Zinnbrücken über dicht benachbarte Leiterzüge bilden. Alle Bauelemente werden zum Löten so weit es geht auf die Platine gedrückt. Das ist keine Frage der

Ästhetik, sondern eine hochfrequenztechnische Notwendigkeit. Widerstände liegen also mit dem Körper flach auf der Platine auf, wenn sie nicht gerade stehend eingelötet werden. Kondensatoren gehören ebenfalls bis runter auf die Platinen. Mit anderen Worten: es gibt keine Bauteile mit langen Beinen.



Bauteile

Zu den meist gebrauchten Bauteilen im Amateurfunkselbstbau gehören Widerstände und Kondensatoren. Man ist leicht geneigt zu glauben, das sein ein eher profanes Thema, es gibt aber auch bei diesen Einfachen Bauteilen einige Dinge zu beachten.

Widerstände

In unseren Bausätzen kommen sowohl Festwiderstände als auf einstellbare Widerstände vor. Die Festwiderstände können entweder Kohleschichtwiderstände oder Metallschichtwiderstände sein. Der Wert des Widerstandes ist durch Farbringe auf dem Widerstandskörper angegeben, aufgedruckte Zahlen wirst du nur noch auf sehr alten Widerständen finden. Metallschichtwiderstände werden immer dann eingesetzt, wenn ein sehr genauer Wert (sehr enge Toleranz) benötigt wird. In den meisten Baugruppen der HF sind Kohleschicht Widerstände mit 5% Toleranz völlig ausreichend, wird ein 1% Metallschichtwiderstand mit 1% Toleranz (oder besser) benötigt, so weisen wir in der Stückliste jeweils ausdrücklich darauf hin. Im Bausatz wirst du sehr häufig die 1% For des Widerstandes finden, auch wenn das gar nicht

nötig ist. Das liegt einfach daran, dass wir dabei sind, die Lagerhaltung zu vereinfachen und so nach und nach komplett auf Metallschicht umzustellen, auch wenn diese etwas teurer sind.

Den Unterschied zwischen Metallschicht und Kohleschicht erkennst du an zwei Dingen: Metallschichtwiderstände haben „meist“ eine blaue oder grüne Grundlakierung und wegen der genaueren Wertangabe einen Ring mehr. Wie aus dem Wort „meist“ schon abzusehen ist, stimmt das leider nicht immer, so daß ich nochmals empfehle, Widerstände mit dem Ohmmeter zu messen, bevor sie eingebaut werden.

In der Regel werden Widerstände mit einer Belastbarkeit von 0,5 Watt eingesetzt. Ist in der Bauanleitung ein Kohleschicht Widerstand angegeben, so darf ohne weiteres statt dessen ein Metallschichtwiderstand eingesetzt werden.

Bei den Regelbaren Widerständen unterscheiden wir zwischen Trimmern und Potentiometern. Trimmer werden nur bei Abgleicharbeiten eingestellt und befinden sich meist auf der Platine, Potis werden während des Betriebes häufig gebraucht und sind daher normalerweise von außen zugänglich. Die meist benutzten Formen von Trimmern sind:

PT6LV oder PT10LV. Die 6 steht für 6mm Durchmesser, die 10 für 10mm Durchmesser. LV bedeutet, dass der Trimmer liegend eingelötet wird, also von oben eingestellt werden kann. Es werden sowohl runde, als auch viereckige Bauformen hergestellt. Die Standard Trimmer haben einen Einstellwinkel von 270 Grad, in einigen Bausätzen werden aber auch sog. 10-Gang Präzisionstrimmer (auch Spindeltrimmer) eingesetzt, bei denen der Bereich über 10 Umdrehungen an einer Schraube eingestellt werden kann. Die moderne Bezeichnungsweise in Unterlagen benutzt die Maßeinheit als Dezialzeichen:

1R = 1 Ohm

1k = 1 kilo Ohm (kOhm)

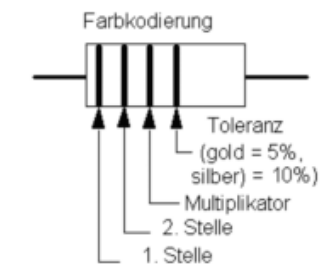
1M = 1 MegOhm (M0hm)

2R7 = 2,7 Ohm

1k5 = 1,5 kOhm

Die Wertestaffel gliedert sich nach einer sog. E-Reihe, in der Abstufungen so gewählt sind, dass sie der Praxis gerecht werden. Die Standard E-Reihe E-24 kommt Dir vielleicht etwas grob vor, sie hat sich aber in der Praxis als für die meisten Fälle im Bereich der HF Elektronik als vööig ausreichend erwiesen:

10R,12R, 15R, 18R, 22R, 27R, 33R, 39R, 47R, 56R, 68R, 82R, 100R,
 120R, 150R, 180R, 220R, 270R, 330R, 390R, 470R, 560R, 680R, 820R,1k
 1k2, 1k5, 1k8, 2k2, 2k7, 3k3, 4k7k, 5k6, 6k8, 8k2, 10k
 12k, 15k, 18k, 22k, 27k, 33k, 47k, 56k, 68k, 82k, 100k
 120k, 150k, 180k, 220k, 270k, 330k, 470k, 560k, 680k, 820k, 1M



Farbe	Wert	Multiplikator
Schwarz	0	x 1
Braun 1		x 10
Rot	2	x 100
Orange 3		x 1k
Gelb	4	x 10k
Grün	5	x 100k
Blau	6	x 1M
Violett 7		
Grau	8	
Weiß	9	
Silber	—	x 0,01
Gold	—	x 0,1

Kondensatoren

Stand: 5.12.2007 Für Kondensatoren haben sich in den letzten Jahren verschiedene Normen für die Kennzeichnung des Wertes entwickelt, die vielfach zu Verwirrung führen.

Ich will mal versuchen, etwas Klarheit in das Wirrwar zu bringen.

Eine Methode, die gerne für Industrietypen und besonders für Vielschicht-

Typen (das sind die kleinen kissenförmigen Cs, meist in braun oder blau anzutreffen) benutzt wird, kennzeichnet die Kondensatoren als Potenz .Als Grundgröße, auch bei sehr hohen Werten, wird das Picofarad (pF) benutzt. Der Code besteht aus 3 Ziffern wobei die letzte Ziffer einfach die Anzahl Nullen angibt:

100 = 10 und 0 Nullen = 10pF

= 10 und 1 Null = 10 0pF

= 10 und 2 Nullen = 10 00pF = 1nF

= 10 und 3 Nullen = 10 000pF = 10nF

= 10 und 4 Nullen = 10 0000pF = 100nF

In einem anderen Verfahren wird genau wie bei den Widerständen häufig der Dezimalbezeichner als Trennzeichen benutzt:

1p5 = 1,5 pF

2n2 = 2,2 nF

An Stelle des p für Picofarad findet man oft auch ein J. Das J gibt an, das es sich um einen Kondensator mit 5% Toleranz handelt. 100J steht auf jeden Fall für 100pF+/- 5% und 150J steht für 150pF +/- 5%

Weitere Bezeichner für die Toleranz sind:

B ±0,1pF

J ±5%

C ±0,25pF

K ±10%

D ±0,5pF

M ±20%

F ±1pF(wenn > 10pF dann ±1%)

S -20...+50%

G ±2pF (wenn > 10pF dann ±2%)

Y 0...+100%

H ±1,5pF

Z -20...+80%

Einige davon sind aber so selten, dass ich sie noch nie gesehen haben. 5% ist eigentlich der üblichste Wert. Diese Bezeichner finden wir hauptsächlich bei Kondensatoren in Scheibenform.

Folienkondensatoren haben in der Regel als Grundgröße meistens das µFarad.

0,22µF = 200nF

0,033µF = 33nF

0,0015µF = 1,5 nF

Keramikkondensatoren haben meist eine zusätzliche Farbkennzeichnung.

Diese kennzeichnet in der Regel den Temperaturkoeffizienten. Für uns wichtig sind dabei die Kennzeichnung mit einem schwarzen, gelben oder violetten Balken. Schwarz ist gleich NP0, Gelb ist gleich NP220 und violett ist gleich NP750. Es gibt noch jede Menge andere, die kommen aber in der

Praxis selten vor.

Sehr wichtig ist für uns noch das Einsatzgebiet der verschiedenen Kondensatortypen. Das Material, aus dem der Kondensator aufgebaut ist, entscheidet letztlich über die Verwendung. Grund ist in erster Linie die unterschiedliche Güte der verschiedenen Materialien.

Keramik Kondensatoren haben meist eine sehr hohe Güte. Sie werden bevorzugt in HF Kreisen als Kreis Kondensatoren eingesetzt, also z.B. als Parallel C in einem Schwingkreis. Keramik Kondensatoren gibt es meist in Form von Scheiben oder kleinen Vierecken.

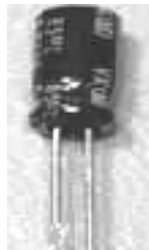
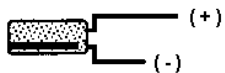
Vielschicht Kondensatoren gibt es als NPO Kondensatoren ebenfalls mit sehr hoher Güte. Ihr Vorteil für uns Bastler ist, dass sie lackiert sind und die Beschriftung sich nicht so leicht abschabt, wie das bei Keramik Cs der Fall ist.

Vielschicht Kondensatoren sind meist in Kissenform aufgebaut. Leider kann man sie äußerlich nicht ohne weiteres von den einfachen Abblockkondensatoren aus den Materialien X7R oder ZU5 unterscheiden. X7R und ZU5 sind Materialien minderer Güte. Sie sind gut als Abblock Kondensatoren, wenn ein Schaltungsteil HF-mäßig auf Masse liegen soll, gleichstrommäßig aber nicht. Es sind meist Werte zwischen 1nF und 100nF, die zum Einsatz kommen.

Wer sich selbst Kondensatoren bestellt, oder welche aus alten Geräten ausbaut, muss sich also sehr genau darum kümmern, welchen Kondensator er wofür einsetzt. Bei den Bausätzen braucht ihr nicht so sehr darauf zu achten, dass haben die Entwickler und QRPproject schon für Euch gemacht.

Elektrolytkondensatoren:

Für größere Kondensatorwerte werden Elektrolytkondensatoren eingesetzt. Im Unterschied zu den bisher besprochenen Kondensatoren sind Elkos



polarisiert, haben also einen Plus- und einen Minus- Pol. Auf dem Gehäuse von Elkos ist der Minus Pol durch ein Minus Zeichen gekennzeichnet. Das kürzere Bein eines Elkos ist die Minus-Seite. Eselsbrücke: Kurz=Kathode=Minus :-)
auch bei den Elkos auf die

Wie bei allen Kondensatoren ist

Spannungsfestigkeit zu achten. Jeder Elko darf nur bis zu einer bestimmten Spannung benutzt werden. Dieser Wert ist auf der Elko Oberfläche aufgedruckt.

Neben den Elkos gibt es noch Tantal Kondensatoren mit ebenfalls großen Werten. Die Tantals werden entweder in einer sog Tropfenform oder in einer Bauart die ähnlich aussieht wie ein Widerstand geliefert. Tantalkondensatoren gibt es üblicherweise mit Werten zwischen 47nF und 1000uF.

Etwas verwirrend ist bei einigen Herstellern die Kennzeichnung der positiven Seite: Ein langer, Durchgehender Strich zeichnet die PLUS-Seite. Die Zahl auf einem Tantal Kondensator gibt den Wert in uF an. 33 ist also 33uF

Drosseln

Wir benutzen zwei verschiedene Bauformen von Drosseln: SMCC Drosseln, das sind Drosseln mit relativ hoher Güte, die rein äußerlich wie ein etwas dickerer Widerstand aussehen, oder selbstgewickelte Drosseln auf Ferrit Ringkernen, die meist in der Sender PA benutzt werden. Die Kodierung des Wertes einer Drossel entspricht der von Widerständen. Die Windungszahl und der Ferrit-Typ für selbst zu wickelnde Drosseln wird jeweils in der Baumappe angegeben. Zur Selbstberechnung findest du die notwendigen Werte in der nun folgenden kleinen Ringkernschule.

Kleine Ringkernschule

Wir benutzen in unseren Bausätzen genau wie unsere QRP Freunde aus den USA gerne hochwertige Ringkerne (Torroide) der Firma AMIDON.



Grundsätzlich kann man sich merken, dass die Eisencarbonyl Ringe für schmalbandige Anwendungen und die Ferrit-Ringe für breitbandige Anwendungen benutzt werden. Auf der CD findet ihr das Programm Mini RK von Wilfried, DL5SWB. Mit diesem kleinen, aber sehr hilfreichen Programm kann man kinderleicht für jeden Ringkern

die benötigten Windung für eine bestimmte Induktivität berechnen, man bekommt aber auch umgekehrt die Induktivität heraus, wenn man die Windungszahl eingibt.

Das Wickeln der Ringkerne erzeugt immer noch bei einigen Bastlern Angstzustände. Völlig zu Unrecht, wie ich meine. Wenn man unvoreingenommen heran geht und sich einige Grundlagen vor Augen hält, dann kann eigentlich nichts schief gehen.

Wichtig ist:: ein Draht durch den Ring gesteckt ist bereits eine Windung. Zur Übung solltest Du mal einen Ringkern bewickeln, wir nehmen einfach mal L4, das ist eine Spule, die in der Baugruppe 4 benötigt wird.

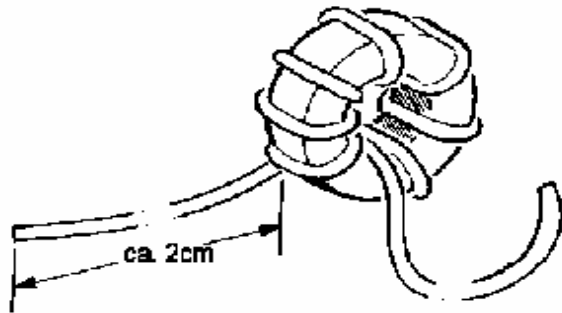
Schneide Dir ca. 25cm vom 0,3mm CuL-Draht ab Nimm nun den Kern in die Hand und stecke ein Drahtende hindurch. Damit ist bereits die erste Windung fertig, aber STOP!!!!

Schau dir Dein Werk noch einmal an und überlege, wie Du den Draht durch den Ring gesteckt hast. Es gibt nämlich zwei Möglichkeiten. Du kannst den Draht von hinten nach vorne durch den Ring stecken, wie es die Mädchen früher beim Sticken gemacht haben oder von vorne nach hinten. Aus Sicht der Hochfrequenz ist es natürlich egal, wie rum der Draht durchgesteckt wird, für den späteren Einbau ist es aber sehr wichtig, weil die Löcher in der Platine einen bestimmten Wicksinn voraussetzen. Es soll jeder die Durchsteckrichtung nehmen, die ihm angenehmer ist. Es folgt aber dann anschließend zwangsweise eine bestimmte Wickelrichtung, weil sonst die Geometrie der Spule nicht stimmt.

Wenn Du den Draht von hinten nach vorne durchgesteckt hast, dann musst Du die nächsten Windungen im Uhrzeigersinn weiter wickeln, um sie z.B. für den

Spatz in die richtige Geometrie zu bringen. Hast Du den Draht von vorne nach hinten durchgesteckt, so geht es folgerichtig gegen den Urzeigersinn weiter. Diese Regel gilt übrigens so erst mal nur für den Spatz. Auch die Entwickler haben ihre Eigenarten. Wayne, der Konstrukteur des K2 wickelt z.B. genau anders herum als unser DK1HE. Aber wenn man einmal weiss, worauf es ankommt, kann man mit einer kleinen Probewicklung schnell herausfinden, wie es der Konstrukteur haben möchte.

Wickel nun die benötigte Anzahl von Windungen breit verteilt auf den Ring. Wenn Du die Windungen INNEN im Ring zählst, kannst Du nichts verkehrt machen. Die Spule auf dem Bild hat z.B. 8 Windungen. Breit verteilt bedeutet, dass die gewünschte Windungszahl über etwa 270 Grad des Ringes verteilt werden. Das ist so in etwa der übliche Bereich für Ringkernspulen. Wenn Du schon beim Wickeln daran denkst brauchst Du hinterher



nicht die Windungen auseinanderziehen, was in gewissen Grenzen aber möglich ist. Die Windungen einer Wicklung dürfen sich auch nicht überschneiden sondern werden grundsätzlich einlagig nebeneinander gewickelt.

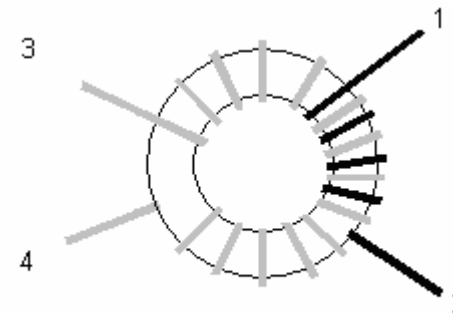
Achte beim Wickeln darauf, dass jede Windung richtig stramm gezogen wird. Bei den Eisenpulver (Eisencarbonyl) Ringen ist das überhaupt kein Problem, weil die Kanten schön glatt abgerundet sind. Bei manchen Ferriten ist es etwas problematisch, weil der Ring scharfe Kanten hat.

Schneide den restlichen Draht nicht zu knapp ab und verzinne die Enden. Wie geht das am besten? Darüber streiten sich die Gelehrten. Der Lack auf den im Bausatz benutzten Drähten ist lötlbar, das bedeutet, er zersetzt sich bei Löttemperatur. Bei dünnen Drähten bis etwa 0,8 mm reicht die Wärmekapazität eines Standard Lötkolbens völlig aus, um den Lack einfach abzubrennen. Zu diesem Zweck berühre einen der beiden Drahtenden mit der Lötkolbenspitze so nah es geht am Spulenkörper und gebe reichlich Lötzinn dazu. Es sollte ein richtiger Tropfen entstehen. Nach kurzer Zeit beginnt der Lack sich zu zersetzen, es steigt Rauch auf. Es ist ratsam, die Nase etwas entfernt zu halten, der Rauch ist sicherlich nicht unbedingt gesund. Sobald

der Rauch aufsteigt, bewege den Lötkolben ganz langsam gegen das äußere Drahtende, bis Du etwa 1cm des Drahtes verzinnt hast. Wenn es nicht so richtig fließen will, hilft weitere Zufuhr von frischem Lötzinn. Die zersetzten Rückstände werden bei dieser Methode mit dem Lötzinntropfen weggeschoben. Wenn Du fertig bist kontrolliere, ob der Draht auf der ganzen Strecke rundherum verzinnt ist. Das ist wirklich wichtig, die meisten Fehler bei Selbstbau Transceiver rühren von schlecht eingelöteten Spulen mit Kupfer Lackdraht CuL her. Bei dickeren Drähten muss man den Lack bevor man mit dem Lötkolben rangeht vorsichtig mit einem Tapetenmesser (Cutter) abkratzen. Wirklich vorsichtig, damit der Draht nicht gekerbt wird und eine Sollbruchstelle erhält.

Verfahre mit dem zweiten Drahtende genau wie mit dem ersten, und die einlagige Ringkernspule ist fertig.

Manchmal braucht man Spulen mit einer Koppelwindung. Diese kann je nach Schaltung symmetrisch oder unsymmetrisch benötigt werden. Symmetrisch bedeutet in diesem Fall immer erdfrei. Kein Ende der Spule geht an Masse oder an einen Abblockkondensator. Solche symmetrischen Spulen werden immer so aufgebaut, dass die Koppelwicklung mittig zwischen die Hauptwicklung gewickelt wird.

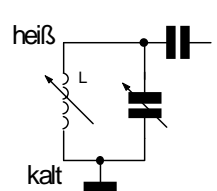


Orientieren wir uns an einem Beispiel für eine symmetrische Kopplung: Die Hauptwicklung soll 14 Windungen haben, die Koppelwicklung 4. Um die Koppelwicklung symmetrisch zu platzieren, müssen wir **innen** im Ring abzählen. 14 geteilt durch 2 ist 7, die Mitte ist also bei 7 Windungen. Die 4 Windungen der Koppelwicklung beginnen also nach der 5. Windung der Hauptwicklung und reichen bis hinter die 9. Windung, wie du auch auf der Zeichnung sehen kannst. Anders ausgedrückt: die Koppelwicklung ist symmetrisch in der Mitte der Hauptwicklung, vor und nach der Koppelwicklung sind jeweils 5 Windungen der Hauptwicklung zu sehen.

Sollte in der Praxis einmal bei der Rechnung eine halbe Windung herauskommen, z.B. bei 23 Windungen gesamt $23/2 = 11,5$ wird die halbe Windung ignoriert und eine leichte unsymmetrie in Kauf genommen.

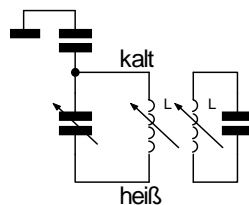
Bei unsymmetrischen Kopplungen wird die Koppelwicklung zwischen die

Windungen der Hauptwicklung gewickelt. Du beginnst dabei grundsätzlich am kalten Ende der Spule. Wo ist das kalte Ende? Kalt nennen wir in der HF immer die Seite, die HF-mäßig auf Masse liegt. HF-mäßig bedeutet nicht



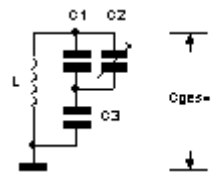
unbedingt, dass das Spulenende wirklich direkt galvanisch mit Masse verbunden ist. Aus Sicht der Hochfrequenz kann ja eine Verbindung über einen Kondensator genau so niederohmig sein. Diese Art wirst du häufig

finden, lass dich dadurch nicht täuschen.



So weit die Praxis. Im folgenden Teil will ich für alle, die besser verstehen wollen, wie ein Geräte funktioniert, ein wenig auf die Berechnung von Spulen eingehen.

Die Bandfilter und Schwingkreise unserer Funkgeräte sind bis meist Parallelschwingkreise mit kapazitivem Teiler wie links im Beispiel. Da Ringkernspulen nicht variabel sind, arbeiten wir mit einem variablen Kondensator. Die Gesamtkapazität berechnet sich wie dargestellt. Wir gehen bei Rechnungen mit dem Taschenrechner davon aus, dass der variable Kondensator sich



in Mittelstellung befindet. Auf der CD befindet sich ein EXCEL Tabellenblatt, dass gleich mit Anfangs und Endwert rechnet. Für die Berechnung der Spule bei gegebener Frequenz brauchen wir die Gesamtkapazität im Kreis.

Als erstes müssen wir die Kondensatorschaltung auflösen. C1 und C2 sind parallel geschaltet, die Kapazitäten addieren sich also. $C_{1/2} = C_1 + C_2$. C1/2 und C3 sind in Reihe geschaltet. Bei Reihenschaltung ergibt sich die Gesamtkapazität nach der Formel

$$\frac{1}{C_{ges.}} = \frac{1}{(C_1+C_2)} + \frac{1}{C_3}$$

Wir lösen weiter auf, in dem wir beide Seiten der Gleichung mit C3 multiplizieren:

$$\frac{C_3}{C_{ges.}} = \frac{C_3}{(C_1+C_2)} + 1$$

Jetzt die Multiplikation mit (C1+C2)

$$\frac{C_3 \times (C_1 + C_2)}{C_{ges.}} = C_3 + C_1 + C_2$$

Und die Multiplikation mit Cges:

$$C_3 \times (C_1 + C_2) = C_{ges.} \times (C_3 + C_2 + C_1)$$

Nun bleibt nur noch die Division durch (C3+C2+C1) und wir haben Cges isoliert:

$$\frac{C_3 \times (C_1 + C_2)}{C_3 + C_2 + C_1} = C_{ges.}$$

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L C}}$$

1. Multiplikation mit Wurzel L C

$$f \times \sqrt{L C} = \frac{1}{2 \pi}$$

2. Division durch f

$$\sqrt{L C} = \frac{1}{2 \pi f}$$

3. Quadrieren

$$L C = \frac{1}{4 \pi^2 f^2}$$

4. Division durch C

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 f^2 C}$$

$$= \frac{1}{39,48 f^2 C}$$

Wenn die Gesamtkapazität bekannt ist, können wir mit der bekannten Thomsonschen Schwingungsgleichung die nötige Induktivität bei gegebener Frequenz berechnen:

Wie wir sehen, brauchen wir zur Berechnung der Induktivität nur noch die gewünschte Frequenz und den frisch berechneten Wert für die Gesamtkapazität einzugeben, und wir erhalten als Ergebnis die benötigte Induktivität für den Resonanzfall.

Die Werte für L, f und C sind in dieser Formel übrigens in Henry, Hz und Farad, also recht unhandlich. Wenn wir f in MHz und C in pF einsetzen, können wir direkt mit den Zahlen rechnen und erhalten als Ergebnis die Induktivität in Henry.

Jetzt fehlt nur noch die Berechnung der Windungszahl für den Ringkern.
Die Formel lautet für Eisenpulver Ringkerne:
Auf der CD befindet sich das kleine Programm Mini RK, mit dem sich solche Berechnungen direkt durchführen lassen.

$$N = \frac{100}{\sqrt{\frac{A_L}{L}}}$$

Der in die Berechnung eingehende AL Wert ist spezifisch für das Material des benutzten Ringkernes. Hier einige Werte für häufig vorkommende Eisencarbonyl-Materialien:

A _L in (µH/100 Wdg.)	...0	...2	...6	...10	...12	...17
T 12-...		20	17			
T 16-...		22				
T 20-...	3,5	25	22	16	10	
T 25-...		34	27	19		
T 30-...			36	16		
T 37-...		40	30	25	15	
T 44-...	6,5	52	42			
T 50-...		49	46	31	18	18
T 68-...		57	47	32	21	
T 80-...		55	45	32		
T 94-...		84	70	58		

sowie die von gebräuchlichen Ferriten:

A _L (mH/1000 Wdg.)	...43	...61	...68	...77
FT 23-...	188	24,8	4,0	396
FT 37-...	420	55,3	8,8	88,4
FT 50-...	523	68,0		1100
FT 82-...	557	73,3	11,7	1170

Die gewünschte Induktivität L kann mit der Formel $A_L \cdot N^2$ berechnet werden. A_L ist der Wert aus der nebenstehenden Tabelle und N die Windungszahl.

Bitte lese den folgenden Abschnitt, bevor du Bauelemente von der Leiterplatte entfernst.

OH NEIN! Früher oder später muss man Bauelemente entfernen, die falsch eingelötet sind oder ein Teil muss zur Fehlersuche entfernt werden.

Besorge Dir eine Rolle Entlötlitze. Lege das Ende der Litze auf den zu entfernenden Lötspunkt und drücke die Lötspitze auf die Litze. Nach einigen Sekunden siehst Du, wie die Litze das Lötzinn aufsaugt. Die Litze entfernen (senkrecht hebehen, nicht seitwärts wegziehen) und den Vorgang mit einem neuen Stück Litze wiederholen bis die Lötstelle sauber ist. Es kann nötig sein ,die Lötstelle beim Herausziehen des Bauelementes zu erhitzen. Die Lötstelle nur so lange wie nötig erhitzen; die Leiterbahnen könnten sich

vielleicht von der Leiterplatte lösen ,wenn sie überhitzt werden. Funktioniert es mit der Entlötlitze gar nicht, dann liegt das nach meiner Erfahrung meist an der Qualität der Entlötlitze. Eine weniger gute Qualität kannst du extrem aufbessern, wenn du sie mit Kollphoniumlösung tränkst. Kollophonium bekommst du im Handel für Musikgeräte. Löse einen Klumpen in Spiritus auf, und lege die ganze Rolle Entlötlitze für einige Minuten in diese Lösung. Trockne die Litze und wende sie danach an, wie beschrieben. Möglicherweise wirst du zum ersten mal erleben, wie gut Entlötlitze funktionieren kann.

Die härtere Methode ist es, die Bauelementeanschluss abschneiden und mit einer Zange herausziehen. Setze Dich mit DL2FI wegen Ersatz in Verbindung. Falls Du einen Transistor entfernen musst, empfehle ich dringend ihn zu opfern, indem Du ihn auf der Oberseite der Leiterplatte abschneidest. Die TO-92 Lötunkte sind besonders klein und Anschlüsse lassen sich einzeln besser auslöten, um das Risiko die Lötunkte abzuheben zu minimieren. Nach dem Entfernen eines Bauelemente wird das Loch wahrscheinlich noch mit Zinn verstopft sein. Nimm eine Seziernadel, eine Zahnarztsonde oder eine große Nähnadel, erwärme gleichzeitig Leiterzug und Nadel bis Du die Nadel durchschieben kannst. Stahladeln nehmen keinen Lötzinn an, das Loch wird auf diese Art frei.

SMD Bauteile:

In den letzten Jahren wurde die Beschaffung von bedrahteten Bauteilen zunehmend schwieriger. Einige Bauteile sind inzwischen überhaupt nicht mehr erhältlich, es gibt sie nur noch in der sogenannten SMD (Surface Mounted Device = Oberflächen montierte Bauteile) Bauform. Das liegt sicher daran, dass SMD Baueile viel leichter von Automaten bestückt werden können und dass sie sehr viel kleiner sind als Standard Bauteile und dadurch den Trend zur Miniaturisierung unterstützen. Für uns als selbstbauende Funkamateure haben SMD einen großen Vorteil, sie sind sehr viel HF-tauglicher, als herkömmliche Bauteile. Dadurch, dass die Anschlußdrähte fehlen, sind die störenden Streuinduktivitäten nahezu null. Durch die kleine Bauform können die Bauteile näher aneinander gerückt werden, die Verbindungsleitungen werden also kürzer. Der Vorteil ist aber gleichzeitig ein Nachteil: Viele Funkamateure glauben, sie könnten dieses kleinen Bauteile nicht mehr beherrschen. Einerseits erwarten insbesondere etwas ältere OM wegen der Kleinheit der Bauteile Probleme, diese überhaupt zu sehen, andererseits gehen sie davon aus, das die Hand nicht ruhig genug ist, die kleinen Dinger an ihren Platz zu bugsieren. Ich gebe zu, dass ich Anfangs

die gleichen Befürchtungen hatte. Erste Mißerfolge schienen alle Befürchtungen zu bestätigen und erst nachdem mir erfahrene Fachleute einige ihrer Tricks verraten haben, ging es plötzlich voran. Die Verarbeitung von SMD birgt eigentlich gar keine Geheimnisse, es sind eher einige Tricks, die das Arbeiten damit zur Freude werden lassen.

Der erste große Fehler wird bei der Wahl des Lötwerkzeuges gemacht. Meine Versuche, mit einer sogenannten SMD Lötnadel ein Lötgerät im Maßstab der Bauteile zu benutzen, sorgten bei den Fachleuten für großes Gelächter. Lötnadeln kann man dann benutzen, wenn die ganze Leiterplatte auf einem keramischen Heizelement liegt, das auf eine Temperatur kurz unter dem Schmelzpunkt der benutzten Zinnlegierung aufgeheizt wird. Für Freihandlötarbeiten ist die Wärmekapazität und die Leistung der Nadeln viel zu gering. Am besten löten sich SMD mit einem ganz normalen 50-80 Watt Lötkolben, der mit einer feinen 0,4mm oder 0,8mm Bleistiftspitze ausgestattet ist. Ich stelle bei meiner LS50 Lötstation für SMD die Temperatur auf 400 Grad ein, das ist erheblich heißer, als die Schmelztemperatur der Zinnlegierung.

Der zweite große Fehler ist ein viel zu dunkler Arbeitsplatz. Arbeiten mit SMD benötigt Licht, Licht und nochmals Licht. Inzwischen halte ich das Licht für wichtiger, als eine Lupe.

Ohne Lupe kommt kaum jemand zurecht, der mit SMD umgeht. Über die Art der Lupe streiten sich die Geister. Ich persönlich bevorzuge eine Lupenbrille, die mir viel Bewegungsfreiheit läßt. Bei besonders kleinen Bauteilen benutze ich zusätzlich eine große Lupe an einem Scherenarm, die mit einer Ringleuchte ausgestattet ist.

Wichtig ist gutes Werkzeug. Eine billige Pinzette aus dem Kaufhaus schont zwar den Geldbeutel, strapaziert aber unweigerlich die Nerven wenn die beiden Pinzettenarme plötzlich aneinander vorbei scheren und sich das dazwischen befindliche Bauteil wie ein Floh davon macht. An dieser Stelle sollte man nicht sparen, und sich eine anständige, stabile Pinzette zulegen.

Die Arbeitsfläche sollte so beschaffen sein, dass man ein heruntergefallenes Bauteil auch wiederfindet. Ich habe mir aus diesem Grund ein Holztablett besorgt, wie es sonst zum Transport des Mittagessens benutzt wird. Herunterfallende Bauteile landen auf dem Tablett und können dort viel leichter

wiedergefunden werden. Das Tablett bietet aber noch mehr Vorteile: Muss ich meine Arbeit unterbrechen, packe ich einfach das gesamte Tablett zur Seite. Gegen zitterige Hände hilft es, die Unterarme auf die Kante des Tablett aufzulegen.

Als Lötzinn benutze ich grundsätzlich 0,5mm Elektroniklot mit 2% Kupfer oder Silberanteil.

Da es bei SMD ICs mit sehr geringem Abstand zwischen den Anschlüssen enorm nervtötend ist Lötbrücken zwischen den Anschlüssen zu vermeiden habe ich mir auf Anraten eines Experten angewöhnt, gar nicht mehr darauf zu achten. Ich löte das IC ohne Rücksicht auf Lötbrücken ein und entferne die Brücken anschließend mit der bereits früher beschriebenen Eufloten von Entlötlitze, dazu aber später mehr.

FIs erprobte Technik zum fehlerarmen auflöten von SMD Bauteilen.

1. Bauteile mit zwei Anschlüssen (Widerstände, Kondensatoren, Drosseln) (Für Rechtshänder, Linkshänder bitte alles spiegelbildlich durchführen) Für jedes Bauteil mit zwei Anschlüssen sind auf der Platine auch zwei Löt pads vorgesehen. Tippe mit der heißen Spitze des Lötkolbens auf den jeweils rechten Löt pad eines Bauteiles und gebe nach 1-2 Sekunden Heizzeit kurz Löt zinn dazu, bis auf dem Pad eine Halbkugel aus Löt zinn steht. Am besten machst Du das gleich für eine ganze Gruppe von Bauteilen, das scheint mir ökonomischer zu sein, als jeweils nur das Löten eines einzelnen Bauteils vorzubereiten. Hast Du genügend Pads vorbereitet, nimm die Pinzette in die linke und den Lötkolben in die rechte Hand. Mit der Pinzette greife das erste Bauteil. Das Bauteil wird auf die Platine gelegt und bis genau vor die Zinn-Halbkugel geschoben. Bei dieser Methode kann das befürchtete Zittern der Hände gar nicht auftreten, da Du dich ja nach unten auf der Platine und nach vorne an der Zinn -Halbkugel abstützen kann. Es reicht nun aus, mit der Lötkolbenspitze kurz an die andere Seite der Zinn-Halbkugel zu tippen und sobald das Zinn fließt, das Bauteil in das fließende Zinn zu schieben. Da das Bauteil dabei nicht frei in der Luft bewegt wird, sondern über die Platine geschoben wird, brauchst Du auch jetzt kaum mit Zittern zu rechnen. Ist das Bauteil an seiner endgültigen Position angelangt, entferne den Lötkolben, halte das Bauteil aber noch zwei bis drei Sekunden fest, bis das Lot wieder fest geworden ist. Das Ergebnis ist in der Regel eine perfekte Lötstelle, die die Form einer konkaven Rampe zwischen Platine und Bauteil hat. Du solltest nun nicht vergessen, auch die zweite Seite des Bauteils zu

verlöten, damit es später seine Funktion erfüllen kann. Das geschieht dadurch, dass du die LötKolbenspitze genau in den Winkel zwischen Bauteil und Pad platzierst und Lot dazu gibst.

2. Bauteile mit mehr als zwei Anschlüssen. (Transistoren, ICs usw). Diese Bauteile sind nicht sehr viel schwieriger aufzulöten. Es sind einfach nur drei bis viele Anschlüsse, die am Ende natürlich alle über ihren zugehörigen Pads liegen sollten. Der wichtigste Schritt ist, dass das Teil erst einmal richtig positioniert werden muss. Trage auf ein Pad an einer Ecke des Bauteiles Lot auf und entferne es gleich wieder mit der Entlötlitze. Setze nun das Bauteil möglichst exakt so auf die Pads, dass alle Stummelbeine genau über den Pads sind. Wenn das gelungen ist, halte das Bauteil mit einer Hand in der Position und tippe mit der LötKolbenspitze senkrecht von oben auf das Eck-Bein. Du brauchst im Moment dazu kein extra Lot, der Rest auf der Platine reicht völlig aus, das Bauteil anzukleben. Kontrolliere den Sitz mit der Lupe. Kleine Verschiebungen kannst du durch leichtes drücken in die richtige Richtung korrigieren. Wenn das Bauteil völlig schief aufgeklebt wurde, muss du natürlich das Beinchen wieder lösen und von vorne anfangen. Verschiebungen von einigen Zehnteln kannst Du aber ohne Sorgen direkt so ausgleichen.

Wenn das Bauteil jetzt gerade aufsitzt, löte das diagonal gegenüber liegende Bein mit frischem Lot an. Kein Problem, wenn Lot zwischen Bauteilanschlüssen geraten sollte, das erledigen wir später.

Wieder mit der Lupe kontrollieren. Sitzt das Bauteil sauber auf seinen Pads, werden nun mit dem StandardlötKolben und 0,5mm Zinn alle Beine mit Lot versorgt. Setze dazu den LötKolben auf das Stummelbein und stoße mit dem Lot von vorne gegen das heiße Bein. Pro Bein löst sich das in jeweils weniger als 2 Sekunden erledigen. Das dabei ab und an das Lot zwischen zwei benachbarte Anschlüsse kriecht (oder springt, so schnell geht das) mach nichts.

Sind alle Beine mit Lot versorgt, nimm die gute Entlötlitze, die wie früher beschrieben reichlich Flußmittel enthält, und lege eine Ecke quer auf die Anschlüsse einer Seite. (Es muss natürlich unverzinnte Litze sein, schneide immer das Stück, dass schon Zinn aufgenommen hat ab.)

Lege die LötKolbenspitze schräg und drücke senkrecht von oben für 1-2 Sekunden auf die Litze. Du siehst, wie das Lot sehr schnell in die Litze läuft. Nun hebe LötKolben und Litze senkrecht nach oben ab. Nicht seitwärts wegziehen, dabei könnten Anschlüsse beschädigt werden. Wiederhole

die Prozedur, bis du alle Anschlüsse des Bauteils erfasst hast. Kontrolliere dein Werk mit der Lupe. Falls nötig, wiederhole die ganze Prozedur, es wird aber meist im ersten Anlauf funktionieren.

Es folgt eine SMD LötFibel, die uns freundlicherweise von unseren USA Freunden überlassen wurde:

SMD Bauteile Löten

Einführung in die Mustergeräte-Herstellung unter Verwendung von SMD-Bauteilen

A brief introduction to prototyping with Surface Mount Technology (SMT)
Luke Enriquez, VK3EM

(übersetzt von Volker Eichler, DL6MFD)

Einleitung

Viele Menschen vermeiden es, sich mit der SMD-Technologie auseinander zu setzen, weil sie ganz einfach ein großes Informationsdefizit haben. Während es verschiedene gute Abhandlungen über deren kommerzielle Nutzung gibt, findet man nur wenig Lektüre zur Thematik „Eigenbau“ und „Verarbeitung bei Prototypen“. In vielerlei Hinsicht ist SMD wohl das, was für die an Röhren gewöhnten Entwickler die Einführung von Chips und ICs bedeutet hat. Aus diesem Grund wurde dieser Artikel geschrieben – um dem praktizierenden und experimentierenden Funkamateurl diese interessante Sparte näher zu bringen.

Was versteht man unter SMD-Technik? (SMD = Surface Mounted Device, oberflächenmontiertes Bauteil. Im englischsprachigen Raum sieht man zu meist die Abkürzung SMT, T für Technology. Anm. d.Ü.) Einfach gesagt ist es eine spezielle Art der Bauteilmontage. Die meisten elektronischen und elektrischen Komponenten können in zwei Gruppen eingeteilt werden: „Durch das Loch“ (TH – through the hole) oder „Oberflächenbefestigt“ (SM – surface mounted). TH-Teile wurden jahrzehntelang benutzt und sind dazu vorgesehen, auf einer Seite der Leiterplatte bestückt und auf der anderen verlötet zu werden. SM-Bauteile werden hingegen auf der gleichen Seite der Platine angebracht und verlötet. Warum wird SMD in der industriellen Fertigung verwendet? Diese Technik hat einige entscheidende Vorteile gegenüber der Loch-Methode: · Schneller bei der Automaten-Bestückung · Kleinere Abmessungen bei sonst gleichen elektrischen Eigenschaften · Weniger parasiti-

täre (störende) Einflüsse

- Günstigerer Bauteilepreis

Warum man sich mit der SMD-Technik befassen sollte

Die „Black-Box-Funker“ einmal ausgenommen, betrifft SMD zunehmend all diejenigen, die sich mit der Reparatur, Modifikation oder Entwicklung von elektronischen Baugruppen beschäftigen. Loch-Bauteile werden immer mehr durch ihre SMD-Gegenstücke ersetzt, da die Industrie verstärkt in die Umrüstung auf diese neue Technologie investiert, um von diesem Kuchen auch ein Stück abzubekommen. Es gibt zwar noch Ausnahmen – trotzdem werden in den heutigen Haushalts- und Unterhaltungsgeräten verdrahtete Widerstände, Kondensatoren, Transistoren und ICs immer seltener. Dadurch, dass die Nachfrage nach solchen Teilen gering und sogar rückläufig ist, werden sich die Preise dafür in den nächsten Jahren erhöhen und eine Beschaffung immer schwieriger sein. Zu guter letzt wird der Nachschub versiegen, und die Drahtoldies“ bekommen den Stellenwert von Röhren. Diejenigen, die solche Warnungen anzweifeln, sollten einmal in ein modernes schnurloses Telefon, in einen PC oder ein Amateurfunkgerät schauen. Da wird ein aufmerksamer Beobachter feststellen, dass nur noch Steckverbinder und Elektrolytkondensatoren mit Drähten befestigt sind. Der Grund dafür liegt einerseits in der notwendigen mechanischen Festigkeit, die Buchsen und andere Verbindungselemente brauchen, zum anderen (bei den Elkos) in ihrer notgedrungenen Form, die nicht leicht von einem SM-Bauteil nachgebildet werden kann. Letztendlich werden aber auch die Lösungen dieser Probleme zu billigeren Alternativen führen, und auch diese beiden Spezies dürften wohl bald in der bisherigen Form von der Bildfläche verschwinden.

SMD-Legenden

Viele neuen Aspekte des Funkhobbys, aber auch allgemein bei anderen elektronischen Versuchen, litten unter den Märchen, die sie umrankten. SMD macht da keine Ausnahme, was zweifelsohne einer der Gründe dafür ist, dass Funkamateure sich nur langsam an diese neue Technologie gewöhnen. Einige dieser Schauergeschichten sind:

SMD benötigt spezielle und teure Ausrüstung

SMD-Bauteile sind schwer zu finden

SMD verlangt nach professionellen Platinen

SMD setzt besondere Fertigkeiten und Erfahrung voraus

.

Die Wahrheit: SMD-Technik anzuwenden, ohne sich groß damit zu belasten, erfordert folgendes:

- Eine ruhige Hand
- Etwas Übung
- Eine gute Pinzette
- Ausreichendes Sehvermögen oder eine Lupe

Leider kann man nicht viel für eine ruhige Hand tun, aber alle anderen Hindernisse sind einfach auszuräumen. Zusätzlich gibt es hilfreiche Tipps, um sich eine gute Technik anzueignen, die im Nachfolgenden niedergelegt sind.

Standard-SMD-Bauteile

Es gibt drei Standardgrößen, die für die meisten passiven Bauteile verwendet werden. Die Namen leiten sich von ihren Abmessungen ab (in tausendstel Inch). Es sind dies:

- 0603 (Länge 60, Breite 30)
- 0805 (Länge 80, Breite 50)
- 1206 Länge 120, Breite 60)

Zu Beginn der SMD-Epoche war 1206 das am meisten verbreitete Format für Widerstände und Kondensatoren. Im Zuge der Weiterentwicklung von schnelleren und kleineren „Nimm-und-Setz“-Bestückungsmaschinen stellte sich bald 0805 als wirtschaftlicher heraus. 0603 und manchmal noch kleinere Abmessungen werden oft genutzt, wenn „Größe“ das entscheidende Kriterium ist. 1206 gilt nicht mehr als Standard, wird aber noch überall da eingesetzt, wo hohe Ströme und Zuverlässigkeit die Vorgaben sind.

Viele andere passive Bauteile wie Spulen, Tantal-Cs, Trimmer etc. verwenden andere Größen, die im einzelnen hier jetzt nicht aufgeführt werden. Eine Vergleichsliste (bebildert) der gebräuchlichsten Teile sind auf der VK3EM-Webseite unter <http://www.geocities.com/vk3em> zu finden.

Bild 1 – Gebräuchliche SMD-Bauteile

Widerstände und keramische Kondensatoren zeigt Bild 1. Das MELF-Bauteil wird auch für Widerstände und Dioden verwendet.

FETs, Dioden, Varicaps, Transistoren und ICs werden als SOT ausgeführt, und oftmals hilft nur ein Multimeter

und der Aufdruck auf der Bauteil-Oberseite, um den Winzling zu bestimmen. Es gibt aber etliche hervorragende Webseiten, die eine Zuordnung von SMDs vereinfachen; Links dazu finden sich auf der VK3EM-Homepage.

Bevorzugte Anwendungsbereiche



RESISTOR



MELF



CAPACITOR



SOT

SMD hat viele Vorzüge gegenüber drahtgebundenen Bauelementen, und zwar: Dort, wo nur geringe Wertänderungen vorgenommen werden müssen. SMD-Widerstände und -kondensatoren lassen sich leicht parallelschalten und dabei schnell zusammen- oder auseinanderlöten. Die Wahrscheinlichkeit, Leiterbahnen dabei durch „Abheben“ zu beschädigen, ist gering; ebenso erspart man sich den Frust,

wenn auf beiden Platinenseiten gleichzeitig gearbeitet werden müsste. Dort, wo mit HF gearbeitet wird. Es gibt keine Drahtanschlüsse, die einen parasitären induktiven Widerstand bewirken. Erfolg: Die (gewünschten) Eigenschaften sind sehr gut vorauszubestimmen. S-Meter-Anzeigen aktiver Baugruppen hängen weniger vom Testaufbau ab und sind daher hilfreicher bei Simulation und Entwicklung. Eine beachtliche Anzahl moderner Bauteile ist zudem nur in SMD-Form erhältlich. Drahtgebundene Komponenten sind für den Mikrowellen-Bereich nicht unmittelbar einsetzbar. Dort, wo der Platz begrenzt ist. Das hängt natürlich stark von der Schaltung und dessen Layout ab, aber SMD-Teile schreien geradezu nach großen Kapazitäts- und Widerstandswerten, um den Platzbedarf gering zu halten.

· Dort, wo das Löcherbohren ein Problem darstellt. Jeder, der schon einmal eine Leiterplatte hergestellt hat, kennt den Ärger, wenn sie doppelseitig ausgeführt sein muss. Mit SMD vereinfacht es sich, weil auf der selben Seite gezeichnet, bestückt und gelötet wird. Man kann also entweder beidseitig montieren, oder hat einseitig eine solide Massefläche mit nur wenigen Durchkontaktierungen. Dort, wo eine vorhandene Schaltung abgeändert werden soll. Vorbei die Zeiten, als riesige Gebilde von Widerständen, Kondensa-

toren oder Dioden dazugebaut wurden. Einfach Leiterbahn unterbrechen und SMD einfügen – so simpel, winzig und sauber sieht die Lösung aus.

Hinweise zum Löten von SMD-Bauteilen

Die meisten Lötgrundsätze für Drahtbauteile können für die Arbeit mit SMD übernommen werden. Die gute Arbeitstechnik kommt mit der Zeit von selbst, aber die folgenden Tipps zeigen zu Beginn den richtigen Weg auf. Übungen zum Verfeinern der Fertigkeiten sollten am besten mit SMD-Widerständen durchgeführt werden – sie sind am robustesten.

1. Die Leiterplatte sauber halten. Alkohol kann zur Entfernung von Schmier- und Ölfilmen verwendet werden. Grundsätzlich sollten Leiterplatten unter warmem Wasser gewaschen und anschließend im Backofen bei 60 Grad zehn bis 15 Minuten getrocknet werden.

2. Den richtigen LötKolben für diese Arbeiten verwenden. Man braucht weder ein temperaturgeregeltes Gerät, noch eine spezielle SMD-Spitze oder eine Heißluftstation. Diese Dinge werden in der Industrie verwendet, aber nur, um Zeit zu sparen und die Zuverlässigkeit zu erhöhen. Alle Arten von SMD-Lötarbeiten können beispielsweise mit einer normalen Weller-Station durchgeführt werden. Der wichtigste Punkt ist, eine passende Spitze auszusuchen (mehrere zur Auswahl sind ratsam). Wie bei jedem Lötvorgang ist es auch hier die Grundidee, die Verbindungsstelle möglichst schnell zu erhitzen und durch das Zinn mit dem Bauteil zu verschmelzen. Anhand der Überlegung, wie groß der Temperaturabfall am Lötunkt wohl sein könnte, sollte die entsprechende Spitze zum Einsatz kommen. Die Verwendung größerer „Kaliber“ beschränkt sich normalerweise auf ausgedehntere Kupfer-, d.h. Masseflächen.

Merke: Die hitzeempfindlichsten Bauteile sind Keramik-chipkondensatoren. Ihnen folgen Transistoren und ICs, härter im Nehmen sind Spulen und Widerstände.

3. Zum Ausprobieren sollte man Lötzinn mit niedrigem Schmelzpunkt verwenden. Es ist dem „normalen“ Lot 60/40 sehr ähnlich, enthält jedoch zwei Prozent Silber. Dadurch hat es zweierlei Effekte: Der Schmelzpunkt liegt tiefer, und es greift die Bauteile-Anschlüsse weniger an. SMD-Widerstände, -kondensatoren usw. bekommen ihre Verbindung zur Leiterbahn über metallische „Kappen“ (Pad). Diese bestehen zumeist aus Nickel oder einer verwandten Legierung. Ein Problem, das beim mehrfachen Löten einer Verbindung auftritt, ist, dass bei jeder Erhitzung der Stelle Nickel vom Bauteil in das Lötauge wandert. Diesen Vorgang nennt man „Ausbluten“ – er findet

jedoch nennenswert nur bei mehrfachem Bearbeiten einer Kontaktstelle statt. Dieses Ausbluten tritt bei Verwendung des normalen 60/40-Lötzinns wesentlich rascher auf.

Der Nachteil des silberhaltigen Lötdrahtes ist sein Preis: Etwa drei mal so hoch wie das Standardmaterial – und auch nicht überall erhältlich. Wenn es nur darum geht, einen Bausatz mit bekannten Werten herzustellen, genügt das normale 60/40- Lötzinn. Sollte jedoch ein häufiger oder zumindest wahrscheinlicher Bauteiletausch gewünscht bzw. nötig sein, ist die „versilberte“ Lösung die bessere Wahl und verspricht höhere Zuverlässigkeit auf lange Sicht.

Einige Bastler verwenden „Lötpaste“, wie sie von diversen Baumärkten angeboten wird. Der Vorteil davon liegt scheinbar in der erhöhten Verfügbarkeit von Flussmittel. Dennoch – Lötpaste war nie dazu vorgesehen, mit einem LötKolben verwendet zu werden. Grund: Das Flussmittel im Lötzinn ist wasserbasiert und muss dieses zunächst verdampfen, ehe der eigentliche Lötvorgang stattfinden kann. Kommt nun Lötpaste hinzu, die vorher „ausgetrocknet“ werden muss, geschieht das erwünschte Schmelzen des Lots noch später. (Lötpaste ist prima für Sanitärinstallationen, aber nicht bei elektronischen Arbeiten. – d.Ü.) Es kommt hinzu, dass Lötpaste in amateurüblichen Gebinden nur als 60/40-Mischung erhältlich ist. Wer auf dem SMD-Sektor experimentieren möchte, sollte statt dieser „Creme“ lieber das silberhaltige Lot und reines Flussmittel aus Spritze oder Tube verwenden.

4. Wenn möglich, zusätzliches Flussmittel einsetzen. Eines der größten Probleme beim Arbeiten mit SMD-Bauteilen ist das Fehlen von genügend Flussmittel in der Seele des Lötdrahtes. Professionelle Hersteller greifen daher auf Lötpaste in Verbindung mit temperaturgeregelten Heizkammern zurück. Dennoch wird die Löthitze selbst sehr selten überprüft, was zu einem Verdampfen des Flussmittels führt, bevor die Schmelzverbindung stattgefunden hat. Das führt zu einer „stumpfen“ Lötstelle, oftmals an ihrem matten Aussehen zu erkennen. Flussmittel hat mehrere Vorzüge: Es erhöht die Wärmeübertragung von der Lötspitze auf die Verbindung und zugleich auch die Oberflächenspannung des geschmolzenen Zinns. Dadurch erhält man schöne konkave Lötungen und reduziert das Überbrücken zu benachbarten Punkten. Nachteile sollen nicht verschwiegen werden: Flussmittel ist ziemlich klebrig und benötigt spezielle Lösungsmittel zum Entfernen. Seifenlösung und Ultraschallbad sind eine Möglichkeit, verursachen aber anschließend einen zweiten Reinigungsgang in klarem Wasser und „Backen“

im Ofenrohr. Weiterhin besteht die Gefahr, damit ungewollt Verunreinigungen einzubringen, die sich vor allem im Mikrowellenbereich und in Anwendungen hoher Impedanzen, also bei VCOs, auswirken können. Noch etwas: Flussmittel enthält gelegentlich Bleiverbindungen – daher direkten Hautkontakt vermeiden und Gummihandschuhe tragen. Erhältlich ist es in Baumärkten und bei verschiedenen Direktversendern entweder als Spritze oder Stift. Ganz allgemein gesagt, macht es das Löten von SMD-Teilen jedenfalls einfacher und verbessert die Qualität der Kontaktstelle.

5. Benutze eine gute Leuchtlupe oder ein anderes Vergrößerungsgerät. SMD-Teile werden allgemein als sehr winzig empfunden, die entsprechenden Lötstellen sind etwa um den Faktor vier kleiner. Da gerade sie es sind, auf die es das Augenmerk zu lenken gilt, lohnt sich die Anschaffung einer Leuchtlupe oder ähnlichen Einrichtung – vor allem dann, wenn man etwas „Dauerhaftes“ produzieren möchte. Die meisten Menschen mit ausreichender Sehkraft sollten aber in der Lage sein, ohne diese Hilfe zu löten. Die Verbindung selbst kann dann später unter einem normalen Vergrößerungsglas geprüft werden. Aber auch Bastler mit Sehschwächen finden Unterstützung durch spezielle Optiker-, Feinmechaniker- bzw. Juwelierbrillen, die direkt am Kopf getragen werden.

6. Besorge dir eine gute Pinzette. Es erleichtert den Umgang mit SMD ganz erstaunlich. Dieses Instrument wird wohl das wichtigste sein – sowohl zum Ein- als auch Auslöten. Außerdem hat diese lohnenswerte Anschaffung noch einen weiteren Nutzen: Man kann damit Splitter (z.B. aus dem Finger – d.Ü.) entfernen.

Kleine SMD-Bauteile verlöten

Die folgende Technik sollte angewandt werden, um kleine Bauteile wie Widerstände, Kondensatoren, Induktivitäten, Transistoren und ähnliche anzubringen:

1. Eine kleine Menge Flussmittel auf den Lötunkt und etwas Lötzinn auf ein Pad des Bauteiles aufbringen.
2. Bauteil mit Pinzette aufnehmen, dabei auf möglichst horizontale Lage achten. Alternativ das Bauteil an seiner vorgesehenen Position leicht bewegen.
3. Während das Teil mit der Pinzette gehalten wird, das aufgebrachte Lötzinn am Pad schmelzen und Bauteil in Position bringen.
4. LötKolben wegnehmen, Teil aber so lange in der richtigen Lage halten, bis das Lötzinn erhärtet ist. Überprüfen, ob das SMD flach auf der Platine

- aufliegt. Falls nicht – Lötstelle aufschmelzen und gleichzeitig mit der Pinzette die Komponente leicht anpressen.
5. Das zweite Pad des Bauteiles anlöten. Erste Lötstelle nochmals erhitzen und dann erkalten lassen.
6. Das Ergebnis mittels Lupe o.ä. überprüfen. Die Verbindungsstelle sollte glänzend und gewölbt sein. Zu viel Lötzinn aufgebracht? Mit Entlötlitze aufnehmen und nochmals versuchen.
- Siehe dazu Bilder Abbildung 2.

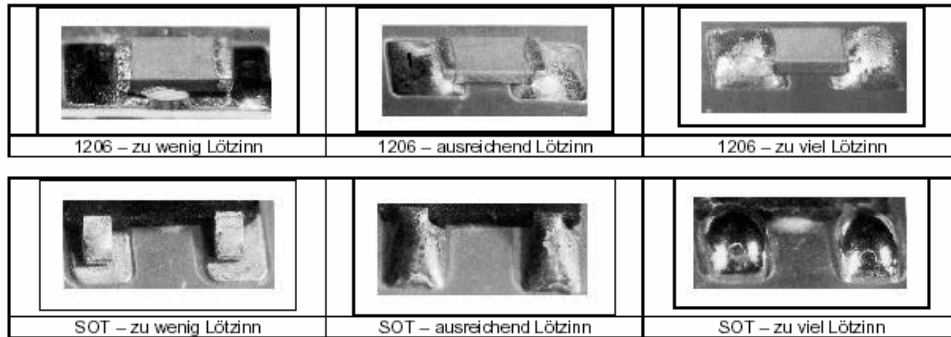


Abbildung 2 – 1206 und SOT mit zu wenig, ausreichend und zu viel Lötzinn

SMD-ICs verlöten

- ICs bedürfen zwar einer ähnlichen, aber geringfügig anderen Behandlung:
1. Flussmittel auf die entsprechenden Lötstützpunkte aufbringen.
 2. Etwas Lötzinn auf einen der Eckpins des IC geben.
 3. Das Bauteil auf der Platine an den Lötunkten ausrichten. Lieber zweimal die korrekte Position und Pin-Belegung überprüfen.
 4. Am „vorbehandelten“ Beinchen das Lötzinn schmelzen und mit Pinzette IC in richtige Lage bringen. Lötstelle erkalten lassen.
 5. Das diagonal gegenüberliegende Beinchen verlöten. Unter der Lupe prüfen, ob alle Anschlüsse auf ihren vorgesehenen Punkten liegen.
 6. Alle anderen Kontakte verlöten. Ergebnis mittels Lupe kontrollieren.
 7. Für einige Sonderformen sind evtl. andere Vorgehensweisen nötig.

Auslöten kleiner SMD-Bauteile

1. Reichlich Lötzinn auf eine Seite des Bauteiles geben.

2. Noch während diese Seite mit Lötzinn-Überschuss geschmolzen ist, mit dem Lötkolben das andere Pad erhitzen und Bauteil damit seitlich wegschieben.
3. Pads mit Entlötlitze reinigen.

Merke: Der Trick an der ganzen Sache ist, der einen Seite des Bauteils durch überschüssiges Lötzinn ein größeres thermisches Potential zu geben und diesen Punkt zuerst zu erhitzen. Der Erstarrungsvorgang dauert länger als bei normalem Lötzinnauftrag – in dieser Zeit kann das zweite Pad „befreit“ werden.

Auslöten kleinerer ICs

Im allgemeinen mögen Funkamateure keine SMD-ICs, weil die Herstellung geeigneter Leiterplatten sehr schwierig ist. Trotzdem – vielleicht muss ja einmal am bevorzugten Rig ein fehlerhafter IC ausgetauscht werden. Die nachfolgend beschriebene Technik ist aber nur bei SO-ICs bis maximal 50 Beinchen anwendbar; andere Bauteile benötigen zur Demontage eine Heißluftpistole oder eine Mini-Flex, mit der die Anschlüsse von der Platine getrennt werden.

1. Flussmittel auf alle IC-Anschlussbeinchen geben
2. Mit Entlötlitze so viel Zinn wie möglich entfernen.
3. Dünnen Kupferlackdraht unter einer Reihe IC-Pins durchfädeln.
4. Ein Ende des Drahtes an einem nahegelegenen Bauteil befestigen, z.B. an einem „dicken“ Elko.
5. Beim losen Ende beginnend, ersten Lötunkt des IC schmelzen und gleichzeitig Draht seitlich unter dem Bauteil wegziehen. Der Draht soll unter dem entsprechenden IC-Bein hervorschnellen und dieses frei von der Leiterplatte sein.
6. Die Schritte 3 bis 5 auf der anderen Seite wiederholen.

Welche Teile sind wiederverwertbar?

Einige SMD-Bauteile sind ziemlich teuer, wenn man sie in kleineren Mengen erwirbt. Alle möglichen Komponenten können jedoch aus Surplus- oder Schrottgeräten gewonnen werden – vorausgesetzt, dass diese SMDs enthalten. Das hilft nicht nur Geld sparen, sondern gibt auch reichlich Gelegenheit, das Auslöten zu üben. Auf der VK3EM-Homepage finden sich zahlreiche Farabbildungen, die bei der Identifizierung vieler solcher „Schätzchen“

helfen. Vor der Verwendung recycelter Bausteine sollte man sie aber einer elektrischen Prüfung unterziehen. Die meisten Schwierigkeiten bereiten keramische Kondensatoren (sie zerbrechen leicht). Spulen, Transistoren und Widerstände sind leicht auf ihr korrektes Arbeiten zu testen.

Schlussfolgerung

Dieser Artikel hat einige Methoden beschrieben, die dem experimentierfreudigen Funkamateurlen Umgang mit der SMD-Technik vereinfacht. Auf keinen Fall erhebt diese Zusammenstellung den Anspruch auf Vollständigkeit; weitergehende Informationen können auch von VK3EM's Website abgerufen werden. Alle im Bericht erwähnten Methoden sind als einfacher Leitfaden für die breite Masse gedacht; im Laufe der Zeit wird jeder Einzelne sicher seine eigene Vorgehensweise entwickeln. Die SMD-Technologie kann sowohl hilfreich als auch lohnend sein – man muss nur den passenden Anwendungszweck erkennen.

Danksagung

Der Autor bedankt sich herzlich bei Steve Merrifield (VK3ESM) und Bryan Ackerly (VK3YNG) für die Unterstützung bei der Vorbereitung dieses Artikels. Die Bilder daraus wurden vom Tait T2000 Series II radio manual übernommen. Meinungen, Zuschriften oder Fragen zu diesem Bericht können an VK3EM@hotmail.com geschickt werden; ein Besuch auf Luke's Seiten unter <http://www.geocities.com/vk3em> lohnt sicher ebenfalls. (Die Übersetzung wurde von mir nach bestem Wissen und in manchen Teilen etwas frei, aber sinngleich, vorgenommen. Eine Richtigkeit kann weder für den Inhalt noch für den Wortlaut gegeben werden. – Volker Eichler, DL6MFD)

Und wir bedanken und natürlich bei Bryan und Volker, die uns durch ihre Zuarbeit so hervorragend geholfen haben.

Wenn man nicht mehr weiter weiß?

Dann wendet man sich vertrauensvoll an mich. Das geht einfach und sicher per email an support@qrpproject.biz oder per Telefon unter 030 859 61 323. Und damit Du eine Vorstellung hast, mit wem Du es dann zu tun hast, hier eines der seltenen Fotos von mir.

DL2FI, Peter, genannt QRPeter. Funkamateurl seit 1964.

Ich bin Bastler und QRPer aus Leidenschaft seit vielen Jahren und der festen Überzeugung, dass die große Chance des Amateurfunks in der Wiederentdeckung des Selbstbaus liegt. Mein Wahlspruch: Der Amateurfunk wird wieder wahr, wenn Amateurfunk wird, wie er war.

Aus dieser Überzeugung heraus habe ich auch im Jahre 1997 die DL-QRP-AG, Arbeitsgemeinschaft für QRP und Selbstbau ins Leben gerufen. Die Arbeitsgemeinschaft hat inzwischen mehr als 2300 Mitglieder und ihre Mitglieder haben mit vielen hervor-

ragenden Geräte Entwicklungen zum internationalen Erfolg der QRP und Selbstbau Bewegung beigetragen. Seit dem Jan. 2002 investiere ich viel Zeit in mein Amt als Distriktvorsitzender Berlin des DARC e.V. da es meinem Naturell entspricht, lieber selbst etwas zu tun, als nur zu meckern. Die internationale QRP Bewegung hat mich als erstes deutsches Mitglied in die QRP Hall of Fame aufgenommen.

Ich wünsche Dir viel Spaß beim Aufbau des Spatz und 73 de Peter, DL2FI

Folgende Tabelle stellt die Verhältnisse zwischen dBm, Vrms, Vp-p und Leistung in 50 Ohm Systemen dar.

dbm ist die Leistung in dB über (+) oder unter (-) einem Milliwatt an 50 Ohm

Vrms ist die Effektivspannung bei dieser Leistung an 50 Ohm (wie man sie z.B. mit einem HF Millivoltmeter misst).

Vp-p ist die Spitzenspannung (p-p = s-s = Spitze-Spitze), wie man sie z.B. mit einem Oszilloskop an 50 Ohm misst

Pout ist die Leistung an 50 Ohm

dBm	Vrms	Vp-p	Pout
53	100.0	282V	200W
50	70.8V	200V	100W
49	63.1V	178V	80W
48	56.2V	158V	64W
47	50.1V	141V	50W
46	44.7V	126V	40W
45	39.8V	112V	32W
44	35.5V	100V	25W
43	31.6V	89.1V	20W
42	28.2V	79.4V	16W
41	25.1V	70.8V	12.5W
40	22.4V	63.1V	10.0W
39	20.0V	56.2V	7.94W
38	17.8V	50.1V	6.31W
37	15.8V	44.7V	5.00W
36	14.1V	39.8V	4.00W
35	12.6V	35.5V	3.17W
34	11.2V	31.6V	2.51W
33	10.0V	28.2V	2.00W
32	8.91V	25.1V	1.58W
31	7.94V	24.4V	1.26W
30	7.08V	20.0V	1.00W
29	6.31V	17.8V	794mW
28	5.62V	15.8V	631mW

dBm	Vrms	Vp-p	Pout
27	5.01V	14.1V	500mW
26	4.47V	12.6V	400mW
25	3.98V	11.2V	317mW
24	3.55V	10.0V	251mW
23	3.16V	8.91V	200mW
22	2.82V	7.94V	158mW
21	2.51V	7.08V	126mW
20	2.24V	6.31V	100mW
19	2.00V	5.62V	79.4mW
18	1.78V	5.01V	63.1mW
17	1.58V	4.47V	50.0mW
16	1.41V	3.98V	40.0mW
15	1.26V	3.55V	31.7mW
14	1.12V	3.16V	25.1mW
13	1.00V	2.82V	20.0mW
12	891mV	2.51V	15.8mW
11	794mV	2.24V	12.6mW
10	708mV	2.00V	10.0mW
9	631mV	1.78V	7.94mW
8	562mV	1.58V	6.31mW
7	501mV	1.41V	5.00mW
6	447mV	1.26V	4.00mW
5	398mV	1.12V	3.17mW
4	355mV	1.00V	2.51mW
3	316mV	891mV	2.00mW
2	282mV	794mV	1.58mW
1	251mV	708mV	1.26mW
0	224mV	631mV	1.00mW
-1	200mV	562mV	780mW
-2	178mV	501mV	630µW
-3	158mV	447mV	500µW
-4	141mV	398mV	400µW
-5	126mV	355mV	323uW
-6	112mV	316mV	251uW
-7	100mV	282mV	200uW
-8	89.1mV	251mV	158uW
-9	79.4mV	224mV	126uW
-10	70.8mV	200mV	100uW

dBm	Vrms	Vp-p	Pout
-11	63.1mV	178mV	79.4uW
-12	56.2mV	158mV	63.1uW
-13	50.1mV	141mV	50.0uW
-14	44.7mV	126mV	40.0uW
-15	39.8mV	112mV	31.7uW
-16	35.5mV	100mV	25.1uW
-17	31.6mV	89.1mV	20.0uW
-18	28.2mV	79.4mV	15.8uW
-19	25.1mV	70.8mV	12.6uW
-20	22.4mV	63.1mV	10.0uW
-21	20.0mV	56.2mV	7.94uW
-22	17.8mV	50.1mV	6.31uW
-23	15.8mV	44.7mV	5.00uW
-24	14.1mV	39.8mV	4.00uW
-25	12.6mV	35.5mV	3.17uW
-26	11.2mV	31.6mV	2.51uW
-27	10.0mV	28.2mV	2.00uW
-28	8.91mV	25.1mV	1.58uW
-29	7.94mV	22.4mV	1.26uW
-30	7.08mV	20.0mV	1.00uW
-31	6.31mV	17.8mV	794nW
-32	5.62mV	15.8mV	631nW
-33	5.01mV	14.1mV	500nW
-34	4.47mV	12.6mV	400nW
-35	3.98mV	11.2mV	317nW
-36	3.55mV	10.0mV	251nW
-37	3.16mV	8.91mV	200nW
-38	2.82mV	7.94mV	158nW
-39	2.51mV	7.08mV	126nW
-40	2.24mV	6.31mV	100nW
-41	2.00mV	5.62mV	79.4nW
-42	1.78mV	5.01mV	63.1nW
-43	1.58mV	4.47mV	50.0nW
-44	1.41mV	3.98mV	40.0nW
-45	1.26mV	3.55mV	31.7nW
-46	1.12mV	3.16mV	25.1nW
-47	1.00mV	2.82mV	20.0nW
-48	891uV	2.51mV	15.8nW

dBm	Vrms	Vp-p	Pout
-49	794μV	2.24mV	12.6nW
-50	708μV	2.00mV	10.0nW
-51	631μV	1,78mV	7,9nW
-52	562μV	1,58mV	6,3nW
-53	501μV	1.41mV	5,0nW
-54	447μV	1,26mV	4,0nW
-55	398μV	1,12mV	3,2nW
-56	355μV	1,00mV	2,5nW
-57	316μV	890μV	2,0nW
-58	282μV	790μV	1,6nW
-59	251μV	710μV	1,3nW
-60	224μV	630μV	1,0nW
-61	200μV	560μV	700pW
-62	178μV	500mV	630pW
-63	158μV	450μV	500pW
-64	141μV	400μV	400pW
-65	126μV	360μV	320pW
-66	112μV	320μV	250pW
-67	100μV	280μV	200pW
-68	89μV	250μV	160pW
-69	79μV	220μV	130pW
-70	71μV	200μV	100dW
-71	63,1μV	180μV	79pW
-72	56,2μV	160μV	63pW
-73	50,1μV	140μV	50pW
-74	44,7μV	130μV	40dW
-75	39,8μV	110μV	32pW
-76	35,5μV	100μV	25pW
-77	31,6μV	89μV	20pW
-78	28,2μV	79μV	16pW
-79	25,1μV	71μV	13pW
-80	22,4μV	63μV	10pW
-81	20,0μV	56μV	7,9pW
-82	17,8μV	50μV	6,3pW
-83	15,8μV	45μV	5,0pW
-84	14,1μV	40mV	4,0pW
-85	12,6μV	36μV	3,2pW
-86	11,2μV	32μV	2,5pW

dBm	Vrms	Vp-p	Pout
-87	10,0μV	28μV	2,0pW
-88	8,9μV	25μV	1,6pW
-89	7,9μV	22μV	1,3pW
-90	7,1μV	20μV	1,0pW
-91	6,3μV	18μV	794fW
-92	5,6μV	16μV	631fW
-93	5,0μV	14μV	500fW
-94	4,5μV	13μV	400fW
-95	4,0μV	11μV	317fW
-96	3,6μV	10μV	251fW
-97	3,2μV	8,9μV	200fW
-98	2,8μV	7,9μV	158fW
-99	2,5μV	7,1μV	126fW
-100	2,2μV	6,3μV	100fW
-101	2,0μV	5,6μV	79.4fW
-102	1,8μV	5,0μV	63.1fW
-103	1,6μV	4,5μV	50.0fW
-104	1,4μV	4,0μV	40.0fW
-105	1,3μV	3,6μV	31.7fW
-106	1,1μV	3,2μV	25.1fW
-107	1,0μV	2,8μV	20.0fW
-108	0,9μV	2,5μV	15.8fW
-109	0,8μV	2,2μV	12.6fW
-110	0,7μV	2,0μV	10.0fW
-111	0,63μV	1,8μV	7,9fW
-112	0,56μV	1,6μV	6,3fW
-113	0,50μV	1,4μV	5,0fW
-114	0,45μV	1,3μV	4,0fW
-115	0,40μV	1,1μV	3,2fW
-116	0,36μV	1,0μV	2,5fW
-117	0,32μV	0,90μV	2,0fW
-118	0,28μV	0,80mV	1,6fW
-119	0,25μV	0,71mV	1,3fW
-120	0,22μV	0,63μV	1,0fW
-121	0,20μV	0,56μV	0,79fW
-122	0,18μV	0,50μV	0,63fW
-123	0,16μV	0,45μV	0,50fW

-124	0,14μV	0,40μV	0,40fW
-125	0,13μV	0,46μV	0,32fW
-126	0,11μV	0,32μV	0,25fW
-127	0,10μV	0,28μV	0,20fW
-128	0,09μV	0,25μV	0,16fW
-129	0,08μV	0,22μV	0,13fW
-130	0,07μV	0,20μV	0,10fW

Schaltungsanalyse bei QRP-Geräten Teil 1

Paul, NA5N

Vorwort

Der Hauptteil aller QRP-Transceiver basiert auf dem symmetrischen Mischer-Schaltkreis NE602 von Signetics, der nun von Philips Semiconductors hergestellt wird. Der NE602 wurde in erster Linie für die Mobiltelefonindustrie hergestellt, hat sich jedoch zu einem Arbeitspferd im gesamten HF-Bereich entwickelt. Die Ehre für die Einführung dieses Schaltkreises in die Amateurfunktscene gebührt Rick Littlefield, K1BQT, dessen 5-Watt-Transceiver er als erster damit in [1] veröffentlicht wurde. Rick's Originalentwurf dient als Basis für die meisten Selbstbautransceiver seither, einschließlich der erfolgreich von MFJ hergestellten Reihe von QRP-Transceivern. Es ist sicher zu sagen, daß Rick's „Urgerät“ hauptverantwortlich für die explosive Rückkehr des Selbstbaus in die Amateurfunktscene ist.

Einige der vorherrschenden QRP-Bausätze, die dieses Grundprinzip nutzen, sind der NorCal 40/40a, NN1G's SW- und GM-Serie, Oak Hills Research Explorer-Serie, W6EMT's NW-Geräte und Kanga „Hands“-Geräte, um nur einige Namen zu nennen. Die Artikel präsentiert diese typischen Schaltungen in einer Schritt-für-Schritt-Abhandlung. Viele dieser beschriebenen Entwürfe sind auch typisch für viele der kommerziellen verfügbaren Superhetempfänger und Transceiver.

Dieser Artikel wurde 1995 zuerst als vierteilige Serien in [2] veröffentlicht und 1996 in [3] unverändert wiedergegeben. Er beschreibt die Arbeitsweise von auf dem NE602 basierenden QRP-CW-Transceivern wie denen der Serien von NN1G, MFJ 90XX und NorCal 40. Obwohl es viele Unterschiede gibt, sind die Entwürfe sehr ähnlich und bieten sich daher als Grundlage für das Erlernen der Schaltungsfunktionen und der Optimierung des Entwurfes an. Ich hoffe, daß diese Artikel nützliche Informationen für Elektronik-Neulinge und uns „Old Timer“, aber auch für das allgemeine Interesse oder den Selbstbau geben.

Teil 3: NF-Verstärker, AGC, S-Meter, RIT

Teil 4: TX-Mischer, Sender

Eingangsschaltung

Die Eingangsschaltung leitet die Elektronen von der Antenne zur 1. ZF weiter. In diesem Fall ist die Eingangsschaltung in einem kleinen 8poligem Schaltkreis vereinigt, der als HF-Verstärker, doppelt-symmetrischer Mischer und interner Oszillator/VFO fungiert. Dieses Bauteil kann jedes an seinem HF-Eingängen liegendes Signal von fast Gleich bis über 500MHz verstärken, so daß es für den vorgesehenen 40m-Einsatz weise ist, alle Signale bis auf die um 7MHz fernzuhalten. Dies wird üblicherweise durch die Vorsektion mit einem ein- oder zweistufigem LC-Filter in Form eines Bandpaßfilters erreicht. L1 und L2 bilden dieses Netzwerk in Bild 1, das außerdem noch die Anpassung von der 50-Ohm-Antennenimpedanz zur Eingangsimpedanz von 1,5 kOhm zwischenn den Anschlüssen 1 und 2 für den maximalen Energie-transport realisieren muß.

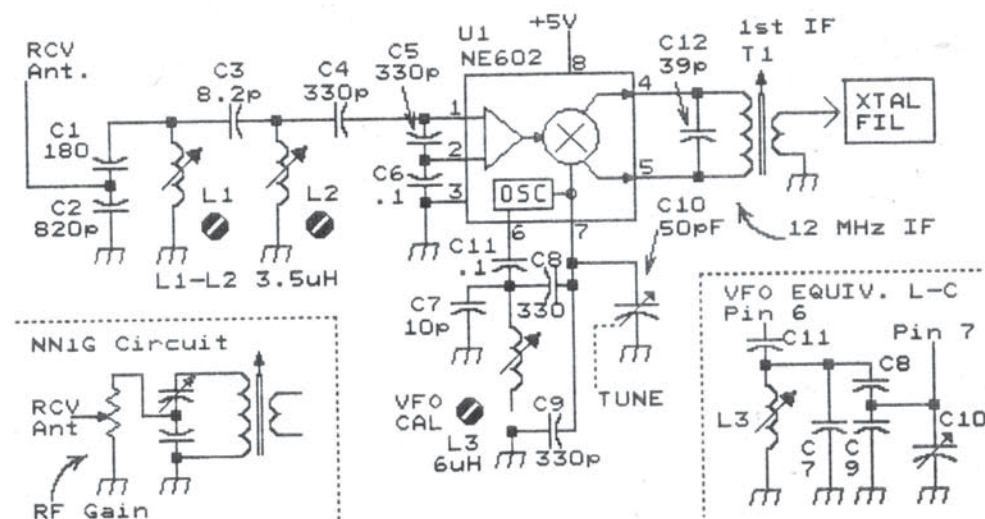


Bild 1: Typische Eingangsschaltung bei einem auf dem NE602 basierenden QRP-Gerät (hier von MFJ-9040).

In dieser 4teiligen Serie werden wir ein typisches QRP-Gerät durch Aufteilung in die vier Grundelemente darstellen.

Teil 1: Eingangsschaltung, VFO und Mischer

Teil 2: ZF-Filter, ZF-Verstärker, BFO

Laß uns diese Eingangsschaltung analysieren. Die Werte beim MFJ 40m-Gerät sind: L1=3,3µH (Q=30); die Serienschaltung von C1 und C2=148pF bei einer Frequenz von f=7,19MHz (Formel 1). Aber weshalb wird die HF der Antennen zwischen C1 und C2 angelegt? Das ist ein allgemeines Prinzip der Impdanztransformation. Das Verhältnis von C1/C2 ist gleich dem in der Formel 2 gezeigten Verhältnis Zin/Zout. Für Zin=50 Ohm und Zout=1500 Ohm ist das Verhältnis 0,18. Das mit Standardwerten für Kondensatoren real herstellbare Verhältnis von C1/C2=0,22 (Formel 3) ist nahe genug.

Formel 1

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = \frac{0,159}{\sqrt{3,3\mu\text{H} \times 148\text{pF}}} = 7,2\text{MHz}$$

Formel 2

$$\frac{C1}{C2} = \frac{\sqrt{Zin}}{\sqrt{Zout}} = \frac{\sqrt{50 \text{ Ohm}}}{\sqrt{1500 \text{ Ohm}}} = 0,18$$

Formel 3

$$\frac{C1}{C2} = \frac{180\text{pF}}{820\text{pF}} = 0,22$$

Die zweite abgestimmte Schaltung (MFJ's) funktioniert in der gleichen Art. Die Werte sind unterschiedlich, da du ja den Blindwiderstand Xc von C5 näher an das Zin des NE602 bringen möchtest. Bei 7MHz ist der Bypaßkondensator C6 fast ein Kurzschluß und verändert nicht die Resonanzfrequenz von L2. Ermittle das Xc von C6 bei 7MHz. Die LC-Schaltungen sind durch C3,

einem sehr kleinen Wert, gekoppelt, so daß die Impedanz des einen LC-Netzwerkes kaum die des anderen beeinflusst. Eine festere Kopplung würde die Güte Q von L1 und L2 verringern und damit die Bandbreite über Gebühr erweitern. Da die Güten sich annähernd addieren, ergibt sich für L1 und L2 zusammen eine Güte von Q=60 und damit eine 3dB-Bandbreite von rund 115kHz.

NorCal's 40er und NN1G's Geräte verwenden einen fast gleichen Aufbau, der Festinduktivitäten (NN1G nutzt Übertrager) und variable Kondensatoren für die Einstellung der Mittenfrequenz benutzt.

Ich habe diese aufgeteilte C-Schaltung in einigen Selbstbaugeräten benutzt. Da L1 um jeweils 10% in beiden Richtungen variiert werden kann, wirst du die 7MHz beim Justieren nicht vermissen. Du mußt nur auf die Spitze abstimmen. L1 ist ein Artikel, den du für ein paar USD bei DigiKey, Mouser und anderen bekommst.

Kurz im Bild 2 dargestellt haben wir bisher das Folgende erreicht.

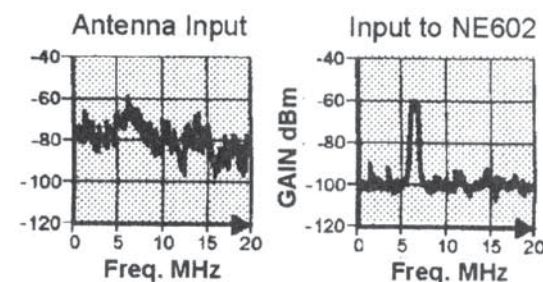


Bild 2: Idealisiertes Spektrumanalysator-Bild, daß die Wirkungsweise des LC-Bandfilter verdeutlicht

Herstellung der Verstärkung

Wir haben das interessierende 7MHz-Signal zum Eingang des NE602 geführt, jedoch ist dieses Signal unwahrscheinlich klein. Für ein S4-Signal sind es weniger als ein Microvolt (0,000001V)! Um einen Kopfhörer ansteuern zu können, benötigst du ungefähr 1V. Das ist eine Verstärkung von einer Million (60dB)! Der NE602 ermöglicht eine Verstärkung von rund 18dB, so daß noch 48dB (70000) Verstärkung übrig bleiben, um den Kopfhörer ansteuern zu

können. Es gibt zwei Möglichkeiten dieses erforderliche Niveau der Verstärkung herzustellen. Einerseits als Direktüberlagerungsempfänger und andererseits als Superhet. Wir können einen Oszillator (engl.: local oscillator - LO) mit einer Frequenz von 7MHz anschließen, um die 7MHz-Eingangsfrequenz direkt zur NF zu mischen. Daher stammt auch der Name Direktmischer. Das heißt, wir müssen die NF um 48dB verstärken und die erforderliche Schmalbandigkeit realisieren. Dies alles muß auf NF-Ebene gehen, was wiederum seine eigenen Probleme mit sich bringt.

Oder wir benutzen eine LO-Frequenz von z.B. 3MHz, die gemischt mit der Eingangsfrequenz von 7MHz eine 10MHz-Zwischenfrequenz (ZF) ergibt. Auf 10MHz können wir ziemlich einfach abgestimmte Verstärker mit hoher Verstärkung und geringer Bandbreite für eine gute Selektivität aufbauen. Danach wird dann auf NF gemischt. Dies ist der grundlegende „Superhet“-Aufbau und der Weg, den die Entwickler dieser Geräte beschritten.

Grundlagen der QRP-Superhets

Die interne Oszillatorfrequenz des NE602 wird durch externe LC-Schaltung festgelegt. Dies ergibt den variablen Frequenzoszillator (VFO), der für den LO verwendet wird. Es ist der VFO-Knopf, der auf der Frontplatte als mit TUNE gekennzeichnet ist. Die LO-Frequenz wird durch die Wahl der ZF-Frequenz festgelegt. Sie betragen in den Geräten dieser Studie die in der Tabelle genannten und in MHz angegebenen Werte.

Gerät	HF	LO	ZF	2. Mischprodukt
NorCal 40	7,0	2,1	4,9	9,1
MFJ 9040	7,0	5,0	12,0	2,0
NN1G-40	7,0	3,0	4,0	10,0

Die Zwischenfrequenz entsteht durch Mischung der HF-Frequenz mit der Frequenz des Oszillators (LO oder VFO) in dem schon bekannten Mischer. Aber der Mischer „mischt“ alle herstellbaren Frequenzen. Als Beispiel werden bei der MFJ-Mischung aus 7MHz HF und 5MHz LO zwei Frequenzen hergestellt; 2MHz (HF-LO) und 12MHz (HF+LO). Jede dieser Frequenzen kann als ZF verwendet werden. MFJ nutzt 12MHz als ZF und unterdrückt den 2MHz Wert. NN1G nutzt hingegen das zweite Mischprodukt (HF-LO). Es gibt somit eine Aufwärtsmischung (HF+LO) und eine Abwärtsmischung (HF-LO).

Die Abwärtsmischung wird deshalb oft verwendet, weil du dann von der niedrigen zur hohen Frequenz abstimmen kannst - was der Natur des Menschen näher kommt. Daher befindet sich beim MFJ-9040, 7000 auf der rechten Seite der Skala und 7150 auf der linken.

Der VFO

Bild 1 zeigt die passenden VFO-Schaltungselemente für L3 und C7-C10. Es entspricht genau der MFJ-Bauanleitung, die ein wenig unübersichtlich ist. Daher wurde es zur besseren Verständlichkeit der Serien- und Parallelschaltungen umgezeichnet. Der Ersatzwert von C=186pF ergibt zusammen mit L3 eine Resonanzfrequenz von 5MHz. Durch C10 kann diese Frequenz von 5MHz bis 4,85MHz variiert werden, wodurch ein HF-Bereich von 7 bis 7,15MHz überstrichen wird.

In der Praxis wird L3 auf die richtige LO-Frequenz eingestellt. Ohne Testgeräte erfolgt dies am besten durch die Einstellung der Sendefrequenz z.B. auf 7,1MHz. Stelle deine Hauptstation ebenfalls auf 7,1MHz ein, lasse dein QRP-Gerät in einen Lastwiderstand senden und verstelle L3 solange langsam, bis du das Trägersignal in deiner Hauptstation hörst. Dadurch sollte deine QRP-Station nun schon sehr genau abgeglichen sein. Passe auf, das du nicht im 80m-Band landest, bevor du es mitbekommst.

Das NC40 und NN1G sind bei der Herstellung der LO-Frequenz etwas anders. Anstelle des variablen Kondensators (der teuer und schwer zu beschaffen ist), nutzen sie einen variablen Widerstand. „Was“ wirst du sagen? Die dadurch entstehende variable Spannung kann eine Kapazitätsdiode, die wie ein Kondensator arbeitet, steuern. Die nutzbare Kapazität ist dabei abhängig von der Sperrspannung, die vom Potentiometer bereitgestellt wird. Daher ist in diesem Fall das Potentiometer die Sendereinstellung. Dies ist ein schlauer Weg, um den 5-50pF-Drehkondensator im MFJ-Design bei gleichen Kapazitätsbereich zu ersetzen.

Wie steht es aber mit der VFO-Drift? Dies ist ein allgemeines Beschwerde bei vielen QRP-Geräten. Auch wenn dein QRP-Gerät nur etwas mehr als 1W abgibt, produziert es nach dem Einschalten Wärme. Die durch die elektronischen Bauteile fließenden Elektronen erzeugen Wärme, die nach etwa 10-15 Minuten einen stabilen Wert erreicht. Dies ist unvermeidlich. Außer du

machst es wie in einem Tiefkühlobservatorium und kühlst die Eingangsschaltung auf -273°C herunter. Kondensatoren neigen teilweise zur Temperaturdrift. Daher sollten für eine gute VFO-Stabilität „NP0“-Kondensatoren eingesetzt werden, die keine temperaturabhängige Kapazitätsveränderung aufweisen. Bedenkt man aber die Einfachheit von VFO's in QRP-Geräten, so sind sie recht stabil.

Der Mischer und die erste ZF

Der NE602 ist ein „symmetrischer“ Mischer, dessen Ausgangssignal eigentlich nicht auf Masse bezogen ist, sonder besser zur Ansteuerung eines Übertragers dient. Das Ausgangssignal des Mixers enthält gewünschte und ungewünschte Frequenzen. Um die Schwierigkeit noch zu erhöhen, sei angeführt, daß dieses einfache VFO-Design harmonische Schwingungen (10MHz, 15MHz) erzeugt. Jede dieser Harmonischen wird auch mit den Eingangsfrequenzen gemischt und erzeugt somit eine Reihe weiterer ungewollter Frequenzen. Auf einem Spektrumanalysator sieht das Ausgangsspektrum an den Anschlüssen 4 und 5 so „vermüllt“ aus, daß es einen wundert,

das dieser Receiver überhaupt funktioniert. Die geforderte ZF-Frequenz ist dabei selten die dominierende Frequenz (Bild 3). Dies ist bei den meisten Mixern, nicht nur dem NE602, so.

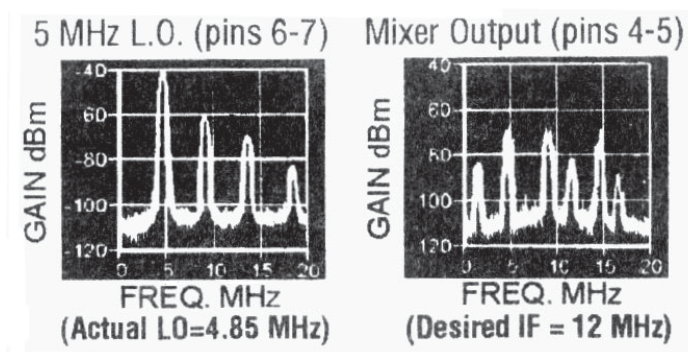


Bild 3: Bilder des Spektrumanalysators vom LO-Eingang des NE602 und seines Mischerausgangs.

T1 und C12 bilden einen weiteren Schwingkreis; diesmal auf der ZF-Frequenz von 12MHz. Dieser Schwingkreis und das nachfolgende Quarzfilter ergeben eine schmale Bandbreite von 1-2kHz, wodurch der „Müll“ des

Mischers beseitigt wird. Der ZF-Übertrager T1 wird auf die maximale ZF-Verstärkung abgestimmt.

Wer entwarf welche Geräte?

Der NorCal40 und 40A wurden von Wayne Burdick, N6KR, als Projekte des Northern California QRP-Clubs entwickelt. Sie sind nun bei Wilderness Radio oder mit deutschen Baumappen bei QRPproject verfügbar.

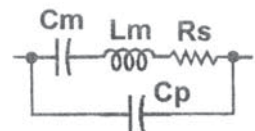
Die MFJ-Serie wurde von Rick Littlefield, K1BQT, entworfen. Sein Entwurf wurde als erstes in [1] veröffentlicht und dient mit einigen nachfolgenden Änderungen als Grundlage der 9000er Serie von MFJ's QRP-Geräten. Die Bausätze können von MFJ und das K1BQT-Original von RadioKit bezogen werden.

Die NN1G-, der SW-40- und die neueren „Green Mountain“-Bausätze entwarf Dave Benson, K1SWL (ex NN1G) und vertreibt sie über Small Wonder Labs oder mit deutschen Baumappen über QRPproject. (Inzwischen die Nachfolgetypen SW+, DSW+, und RockMite)

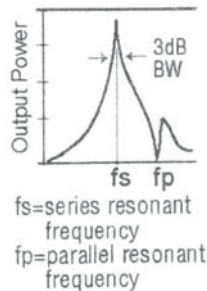
Bandpaßfilter

Ein LC-Schwingkreis ist ein Bandpaßfilter, denn bei seiner Resonanzfrequenz hat das Signal ein Energiemaximum, alle anderen Frequenzen werden dagegen abgeschwächt. Deshalb ist seine Durchlaßkurve eine schmale „Glockenkurve“, wie in Bild 4 dargestellt. Je höher die Güte des Schwingkreises um so schmäler ist der Durchlaßbereich. Die erste Stufe der Bandpaßfilterung des Mischerausgangssignals ist der Transformator T1 in Bild 5. T1 und der Kondensator C72 bilden einen Parallelschwingkreis, der auf die ZF von 12 MHz abgestimmt ist. Mit einer Betriebsgüte von ungefähr 100 liegt die Bandbreite bei 120 kHz ($b = f_0/Q$). Es ist also noch ein weiter Weg bis zu einer Bandbreite von 1 kHz. Um eine so schmale Bandbreite zu erreichen, brauchen wir Schwingkreise mit sehr viel höherer Güte. Quarze mit Güten von über 20000 sind da ein geeignetes Mittel.

Quarzfilter



Typical equivalent values
 L_m = high value (10-80 mH)
 C_m = small value (<5pF)
 R_s = 20 Ω to 1000 Ω
 C_p = small value (10-30pF)



Wie wir wissen, ist die Ersatzschaltung eines Quarzes ein LC-Serienschwingkreis, wie er in Bild 6 dargestellt ist. Die frequenzbestimmenden Komponenten sind L_m und C_m , die oft auch als dynamische Parameter bezeichnet werden. R_s ist ein Serienwiderstand und verkörpert die auftretenden Verluste. Die statische Parallelkapazität C_p resultiert aus der Kapazität der Anschlußelektroden, sowie den Halterungs- und Streukapazitäten innerhalb des Schwingquarzgehäuses.

Aus Bild 6 ist zu erkennen, daß ein Quarz sowohl eine Serien- als auch eine Parallelresonanz hat. Der Abstand zwischen f_s und f_p sollte für Filter möglichst über 3 kHz liegen.

Da es die Hauptaufgabe eines ZF-Filters ist, einen schmalen Durchlaßbereich mit möglichst geringer Dämpfung zu realisieren, kann man daraus schon ableiten, warum Quarzfilter auf der Serienresonanz der Quarze arbeiten. Bei Serienresonanz gilt $X_{L_m} = X_{C_m}$, d.h. induktiver und kapazitiver Blindwiderstand kompensieren sich gegenseitig, so daß nur noch der Verlustwiderstand R_s wirksam ist. Für Filter ist das ein wichtiges Merkmal, da R_s zu einer Abschwächung der Signale führt, die das Filter durchlaufenden. Man nennt dies Einfügedämpfung und diese liegt theoretisch bei ca. 1 dB pro Quarz. In der Praxis muß man aber für die 4-poligen Quarzfilter in QRP-Geräten mit

einer Einfügedämpfung von ungefähr 4-6 dB rechnen (und tschüß, Antennengewinn). Wenn möglich, sollte man deshalb Quarze mit einem Verlustwiderstand R_s unter 100 Ohm wählen. R_s wird daher in den meisten Katalogen mit angegeben. Eine weitere wichtige Kenngröße eines Quarzes ist seine Toleranz. Selbst bei vier identischen Quarzen weichen die exakten Resonanzfrequenzen geringfügig voneinander ab. Deshalb sollten nur Quarze mit einer Toleranz von 50 ppm ($\pm 0.005\%$) verwendet werden. Bei 12 MHz ergibt dies Abweichungen von ± 600 Hz. Bild 7 zeigt die Durchlaßkurve eines Filters mit schlecht aufeinander abgestimmten Quarzen gegenüber der eines Filters mit optimal selektierten Quarzen und daraus resultierender schmäler Durchlaßkurve. Man sieht auch, daß ein Quarz mit niedrigerem R_s eine geringere Signaldämpfung bewirkt.

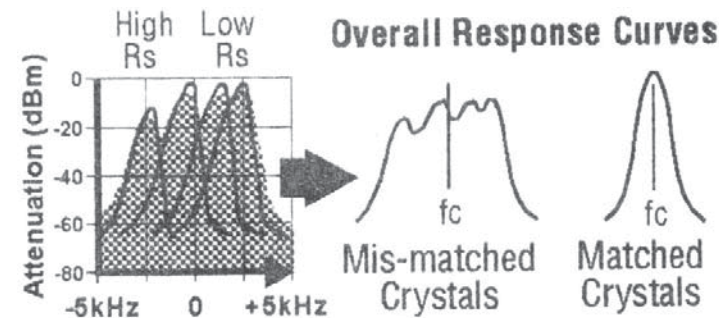


Bild7: Durchlaßkurven von Quarzfiltern (Quarze mit größeren Abweichungen, gut selektierte Quarze)

Das verbreitetste

Filter ist das Ladder-Filter, bei dem die Quarze in Serie geschaltet sind. (Der Name beruht auf der leiterähnlichen Anordnung der Bauelemente im Schaltplan, d. Übers.) Die Funktionsweise dieses Filters basiert auf einer wesentlichen Eigenheit der Quarze: im Frequenzbereich zwischen der Serien- und der Parallelresonanz ($f_s - f_p$) verhalten sich diese wie eine hohe Induktivität. Daraus resultiert der in Bild 6 erkenntliche, unterschiedliche Verlauf der

Durchlaßkurve ober- und unterhalb der Serienresonanzfrequenz f_s .

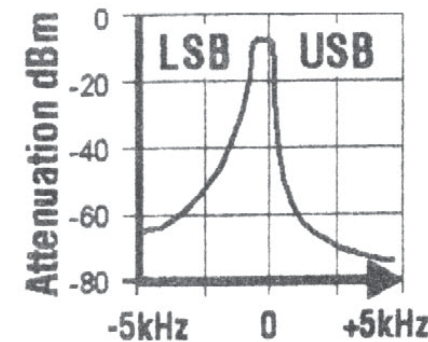


Bild 8: Gesamtdurchlaßkurve eines 4poligen Filters

Durch die Beschaltung der Quarze mit Kondensatoren, so daß X_c jeweils gerade X_L kompensiert, entsteht oberhalb der Serienresonanzfrequenz eine sehr steile Flanke

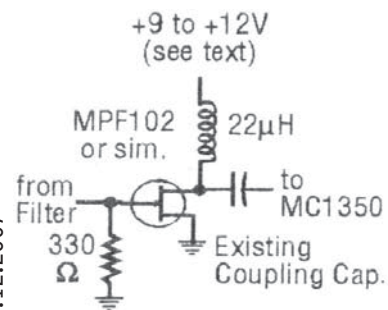
(Bild 8), wodurch das obere Seitenband eines Signals stark gedämpft wird, während das untere Seitenband durchgelassen wird. Daher wird dieses Filter oft auch LSB-Filter genannt. Für den QRP-Empfänger bietet es zwei Vorteile. Zuerst einmal wird die Bandbreite um annähernd 50% reduziert, das heißt man erhält eine hohe Selektivität mit relativ wenigen Bauelementen. Zum Zweiten erhält man von einer Station nur noch ein eindeutiges Signal auf einer Seite der Schwebungsnull, wenn man die BFO-Frequenz genau auf die steile Flanke legt. Ohne die Unterdrückung des oberen Seitenbands wäre das Signal ober- und unterhalb der Schwebungsnull zu hören, wodurch immer die 50:50 Möglichkeit bestünde, daß man seine Gegenstation auf der falschen Frequenz ruft.

Zusammen mit den Quarzen Y1 - Y4 in Bild 5 bilden die Kondensatoren C43 - C48 solch ein Ladder-Filter. Deren Kapazitätswerte werden normalerweise experimentell, oder durch ziemlich komplexe Berechnungen herausgefunden. Werte von 200 bis 500 pF sind typisch, hängen aber von der induktiven Komponente der Quarze ab.

ZF-Verstärker

Der erste ZF-Verstärker ist Q101, ein breitbandiger FET-Verstärker mit ungefähr 8 dB Verstärkung. Dieser wurde von MFJ ab 1994 zusätzlich in ihre QRP-Geräte eingebaut, um ein wenig mehr ZF-Verstärkung und durch die Isolierung des MC1350 von den Filtern eine bessere Rauschzahl zu erzielen. R101 ergibt einen Eingangswiderstand der Schaltung von 330 Ohm, was der typischen Impedanz einer Quarzfilter-Kette entspricht (damit zwischen Filterausgang und Verstärkereingang Anpassung vorliegt. d. Übers.).

Dein eigener 10dB-ZF-Verstärker



Ich habe einige QRP-Geräte (nicht nur von MFJ) um diese FET-Schaltung (Bild 9) erweitert und damit eine merkliche Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes erzielt. Es ist eine relativ einfache Schaltung, die sich fast überall leicht integrieren läßt. Dazu muß lediglich die Leiterbahn vom letzten Quarz zu dem Kondensator (C74) am Eingang des MC1350 aufgetrennt werden. Der FET, der 330 Ohm Widerstand, sowie die Festinduktivität können einfach in fliegender Verdrahtung (ugly-construction) hinzugefügt

werden. Dabei ist auf möglichst kurze Anschlüsse zu achten. Bei der Versorgungsspannung von +9 bis +12 Volt kann es sich auch um eine Spannung handeln, die nur beim Empfang anliegt, wodurch der FET beim Senden deaktiviert ist und man einen angenehmeren CW-Mithörton erhält. Für das 40Meter-Band beträgt die Induktivität 22 mH, für 20 Meter und 30 Meter sind 10 mH passend.

Der MC1350 ZF-Verstärker

Dieses IC im 8-poligen DIP-Gehäuse bringt bei 12 MHz und darunter bis zu 60 dB Verstärkung. Man kann sich darüber streiten, ob man so viel Verstärkung überhaupt benötigt (der NorCal40 und der NN1G haben überhaupt keinen ZF-Verstärker), aber aufgrund der integrierten Verstärkungsregelung kann die Verstärkung bis beinahe auf 1 heruntergeschraubt werden. Realisiert wird dies, indem die AGC-Regelspannung der Verstärkungsregelung an Pin 5 zugeführt wird. Der MC1350 ist unkompliziert und einfach in eine Schaltung zu integrieren. Seine Eingangsimpedanz ist größer als 1 MOhm, was zu einer ziemlich schlechten Anpassung an den niederohmigen Ausgang des Filters führen würde. Dadurch entstünde zusätzliches Rauschen. In diesem Punkt macht sich die Impedanztransformation des FET-Verstärkers mit Q101 sehr positiv bemerkbar, weil dadurch das Gesamtrauschen niedrig gehalten wird. An die symmetrische Ausgänge des MC1350 schließt sich der 12MHz-Parallelresonanzkreis aus dem Kondensator C71 und dem Übertrager T2 an. Dadurch wird das gewünschte ZF-Signal nochmals zusätzlich „überhöht“, während unerwünschte Mischprodukte, die sich gegebenenfalls bis hierher durchgemogelt haben, und die ebenfalls um bis zu 60 dB verstärkt wurden, gedämpft werden. Bild 5 zeigt auch, wie der MC1350 korrekt mit +10 V versorgt wird und mit T2 verbunden ist, während die MFJ-Schaltpläne an dieser Stelle einen Fehler enthalten.

Die AGC-Regelspannung, welche dem MC1350 an Pin5 zugeführt wird, führt zu einer Rücknahme der Verstärkung ab 5V (bis zu 7V). Labortests, die ich an MFJ-Geräten (mit TP1 = 4 V) durchgeführt habe zeigen, daß eine AGC-Spannung von 5 V bei einem Pegel von -80 dBm HF am Antenneneingang erzeugt wird. Das Maximum der Verstärkungsreduzierung wird bei 0 dBm Eingangssignal erreicht. Dadurch daß die Verstärkungsreduzierung bereits bei einem HF-Eingangspegel von -80 dBm einsetzt, wird dieser Verstärker kaum je eine Verstärkung über 20 dB erzielen. Es handelt sich hier um eine „heiße“ AGC.

Der MC1350 wurde eigentlich für Zwischenfrequenzen von 45 MHz in Mobiltelefonen entwickelt. Deshalb liegt der 1dB-Kompressionspunkt bei diesem Verstärker (und dem Verstärker des NE602) auch so bescheiden in der Gegend von ungefähr -10 dBm. Bei FM wird das ZF-Signal ja absichtlich bis zur Sättigung verstärkt, um einen konstanten Spannungspegel für die nachfolgende FM-Demodulation zu erhalten. Dieser niedrige Kompressionspunkt ist einer der wirklichen Nachteile des NE602 und des MC1350. Es ermöglicht einem starken Nachbarsignal, den Empfänger leicht zuzustopfen. Wenn dies bei deinem Gerät der Fall ist, solltest du mit einer höheren AGC-Spannung experimentieren, um die Verstärkung unter dem Kompressionspunkt zu halten. Tipp: Stelle die AGC-Spannung so ein, daß du einen angenehmen CW-Mithörton erhältst. Klingt dieser laut und ‚kratzend‘, hat die Begrenzung bereits eingesetzt.

Der NE602 Produktdetektor

Die meisten QRP-Geräte benutzen den NE602 als Produktdetektor. Er arbeitet analog zum NE602 im ZF-Mischer, der in Teil I beschrieben wurde. Das Eingangssignal ist die 12 MHz ZF, der integrierte Oszillator, der den BFO darstellt, wird auf 12 MHz minus 700 Hz abgeglichen, so daß sich am Ausgang ein Differenzsignal von 700 Hz ergibt. Ohne diesen Versatz des BFOs um 700 Hz würde sich ein Ausgangssignal von Null Hz ergeben. Mit dem Versatz hört man das CW-Signal als 700 Hz-Ton, wenn sich die empfangene Station genau in der Mitte des Durchlaßbereichs des ZF-Filters befindet. Diese Signale sind im Spektrum in Bild 10 nochmals dargestellt. Am Ausgang des Produktdetektors finden wir sowohl das NF-Signal als auch die ZF von 12 MHz. Das ZF-Signal wird durch Filter in der NF-Stufe gesperrt und über für HF niederohmige Pfade abgeleitet. Das Ausgangssignal des Produktdetektors wird dann entweder dem NF-Verstärker oder einem CW-Filter zugeführt.

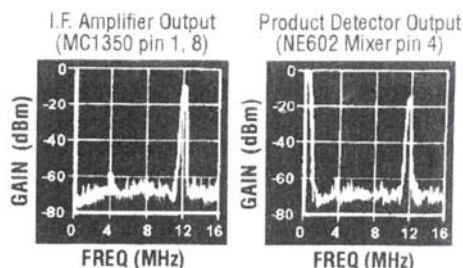


Bild 10: Spektrum am Ausgang von ZF-Verstärker und Produktdetektor. NF-Verstärker

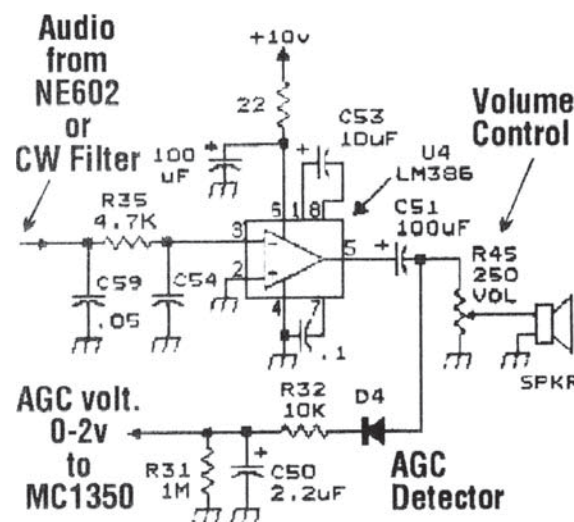
Im Teil 2 wurde das Signal des BFO's im Produktmodulator mit der ZF gemischt, um daraus das NF-Signal zu erzeugen. Für den CW-Empfang wird die Empfängerfrequenz so eingestellt, daß einen angenehmen Ton von ungefähr

700 Hz zu hören ist. Der Pegel des erzeugten NF-Signals am NE602-Ausgang beträgt ungefähr 0 dBm oder 1 mW und erfordert daher, um einen Kopfhörer oder einen Lautsprecher ansteuern zu können, eine weitere Verstärkung. Zusätzlich sind am Mischerausgang auch noch die ZF sowie weitere Mischprodukte mit einem Pegel von ungefähr 20dB unter dem Audiosignal vorhanden. Dieses ZF-Signal können wir zwar nicht im Kopfhörer wahrnehmen, es kann jedoch die Funktion der AGC-Schaltung negativ beeinflussen, wenn es nicht entfernt wird.

In den Geräten, deren Schaltung wir in dieser Serie unter die Lupe nehmen, also MFJ, NorCal und NN1G QRP-Transceiver, wird das NF-Signal in ziemlich unterschiedlicher Weise weiter verarbeitet, so daß wir uns völlig verschiedene Designansätze ansehen können. Du erinnerst dich, daß der NE602-Mischer symmetrische Ausgänge besitzt. Der MFJ benutzt davon nur einen Ausgang, greift das Signal also unsymmetrisch ab, während NN1G und NC40 die Möglichkeit des symmetrischen Abgriffs nutzen.

NF- und Regelspannungserzeugung beim MFJ

Laß uns zuerst die MFJ-Geräte betrachten, da ihr NF-Verstärker mit dem Schaltkreis LM386 wirklich einen Standardansatz darstellt (Bild 11). Das Audiosignal wird unsymmetrisch (d.h. mit Schaltungsmasse als Bezugspunkt)



vom NE602 zum NF-Verstärker geführt. Ein optionales CW-Filter wird zwischen den Mischerausgang und dem NF-Filter, beginnend bei R35/C59, eingefügt. R35, C59 und C54 bilden zusammen ein Tiefpaßfilter, um die Reste der 12-MHz-ZF und die höheren Frequenzanteile des NF-Signals zu entfernen. Der LM386 wird hier - festgelegt durch C53 - mit der vollen Verstärkung von 200 betrieben.

Die Lautstärkeregelung erfolgt durch R45 am Ausgang des Verstärkers. Dies ermöglicht eine einfachere Realisierung der AGC-Schaltung, da der NF-Signalpegel nach C51 unabhängig

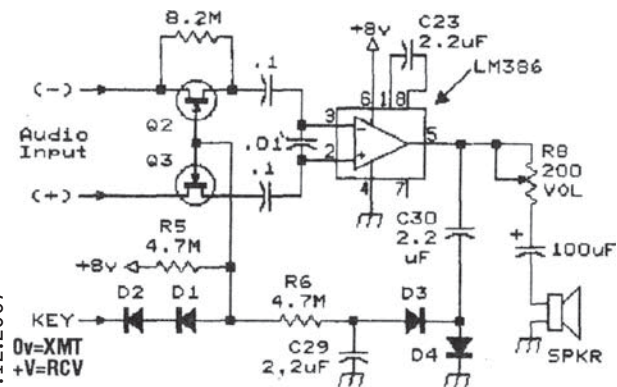
Stand: 5.12.2007

von der Lautstärkeeinstellung ist. Das NF-Signal wird durch D4 gleichgerichtet und erzeugt damit eine positive AGC-Regelspannung über C50. Je stärker das NF-Signal ist, desto größer wird die Regelspannung über C50, die sich im Bereich 0 bis 2V bewegt. Diese Spannung wird von einem FET (nicht in der Schaltung dargestellt) auf einen Pegel von 4 bis 7V angehoben, um damit die Verstärkung des ZF-Verstärkers MC1350 zu regeln.

Gerade noch unerfahrenen Selbstbauern sei diese Schaltung zum Nachbau sehr empfohlen, denn sie ist beinahe narrensicher. Der LM386 wird von einigen Versandhändler recht preisgünstig angeboten. Das NF-Signal muß kapazitiv am Anschluß 2 oder 3 angekoppelt werden. Benutze dafür einen Kondensator mit 0,1 µF oder größer (laut Datenblatt des LM386).

NF- und Regelspannungserzeugung beim NorCal 40

Im NorCal 40 wird der LM386 als NF-Verstärker mit symmetrischer Ansteuerung betrieben (Bild 12). Die Signale vom (+) und vom (-) Ausgang des NE602 Produktdetektors werden zuerst über die FET's Q2 und Q3 geführt, die zusammen zwei einfache Ein-/Aus-Schalter bilden. Während des Empfangs erhalten die beiden FET's über R5 eine Vorspannung, wodurch sich die Schalter im Ein-Zustand befinden und das NF-Signal dem LM386 zuführen wird. Beim Senden wird die Leitung KEY auf Masse gezogen und legt damit über D1 und D2 die Gate-Anschlüsse der beiden FET's auf 0V. Damit schalten die beiden FET-Schalter „aus“, und sperren dadurch das NF-Signal. Der 8,2 MOhm Widerstand leitet einen kleinen Teil des NF-Signals am „geöffneten“ Q2 vorbei und erzeugt so den Mithörton.

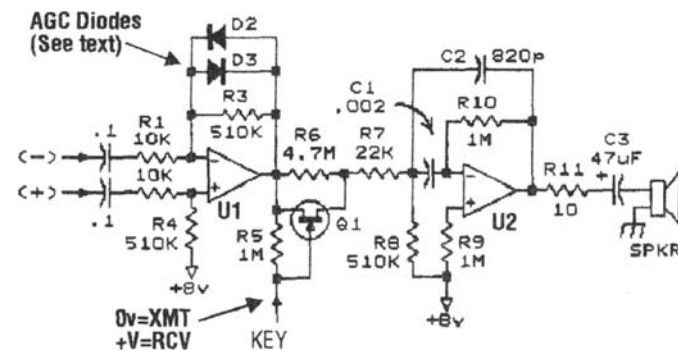


Die Erzeugung der AGC-Regelspannung erfolgt ähnlich wie in der MFJ-Schaltung, nur daß hier die beiden Dioden D3 und D4 eine Spannungsverdopplerschaltung bilden, welche C29 lädt. In dieser Schaltung wird die AGC-Spannung über C29 um so negativer, je höher der NF-Signalpegel ist (beachte die

Polung der Dioden im Vergleich zur MFJ-Schaltung). Die über R5 zugeführte positive Gate-Vorspannung der beiden FET's wird durch die negative AGC-Spannung reduziert. Die FET's leiten schlechter und lassen weniger NF-Signal durch. Es handelt sich hier um einen spannungsgesteuerten Abschwächer, je schwächer also das Signal, desto mehr wird vom NF-Signal durchgelassen. Auf diese Weise ist hier die automatische Verstärkungsregelung realisiert. Darüber hinaus wird, weil die AGC-Spannung ja negativ ist, C29 beim Senden (d.h. D1 liegt auf Masse) nicht über D1 entladen, wodurch die AGC-Regelspannung konstant bleibt. Eine wirklich pfiffige Schaltungsvariante von Wayne, N6KR, die beiden FET's als NF-Schalter und variable Abschwächer zu verwenden.

NF- und Regelspannungserzeugung beim SW-40

Auch beim SW-40 von NN1G erfolgt die Ansteuerung der NF-Stufe symmetrisch, die AGC-Schaltung ist jedoch völlig anders realisiert (Bild 13). U1 ist



ein ganz interessanter Operationsverstärker, den ich zum ersten mal vor einigen Jahren in einer Servosteuerung sah. Die Verstärkung von U1 errechnet sich aus dem Verhältnis R3/R1 und beträgt hier 51. Wenn aber der Ausgangspegel von U1 über

+600mV steigt, wird D2 leitend, was effektiv einem Kurzschließen des Operationsverstärkers entspricht, d.h. die Verstärkung fällt damit auf 1 zurück. D3 wirkt in der selben Weise bei einem Ausgangspegel von -600 mV oder darunter. Dies ist eine effektive und einfache Möglichkeit zur automatischen Verstärkungsregelung, wenngleich diese Regelung nicht ganz so sanft einsetzt, wie bei der Methode mit dem gleichgerichteten NF-Signal. Es gibt in dieser Schaltung keinen Lautstärkeregler, der Gesamtsignalpegel wird nur über den HF-Regler an der Frontplatte kontrolliert.

Im Sendebetrieb wird das NF-Signal in der selben Weise wie beim NorCal 40, durch den FET Q1, der hier als Schalter arbeitet, stummgeschaltet. Beim

Empfänger erhält Q1 eine Vorspannung, um das NF-Signal durchzulassen; beim Senden liegt das Gate an Masse und schaltet Q1 damit in den Aus-Zustand. Nur ein kleiner Teil der NF wird dann noch als Mithörton über R6 durchgelassen.

Die nächste Stufe (U2) ist eine Kombination aus NF-Verstärker und CW-Filter. Wie wir sehen, liegt die Verstärkung bei ungefähr 45 (Verhältnis R10/R7). C1 und C2 ergeben zusammen mit dem Rückkopplungswiderstand R10 ein einpoliges Bandpaß-Filter mit einer Mittenfrequenz von ca. 700 Hz. Damit erreichen wir eine gewisse Filterung des CW-Signals. R4, R8 und R9 erzeugen Vorspannungen für die beiden Operationsverstärker, damit diese, obwohl sie normalerweise eine bipolare Versorgungsspannung benötigen, mit einer einzigen Versorgungsspannung gegen Masse auskommen.

Es sei an dieser Stelle noch angemerkt, daß in den vorausgegangenen Schaltplänen nicht unbedingt alle Bauteile dargestellt sind. Alle NF-Stufen sind so ausgelegt, daß ein 8 Ohm-Lautsprecher oder Kopfhörer angesteuert werden kann, obwohl nur die Geräte von MFJ einen Lautsprecher besitzen, der NC40 und die NN1G-Geräte haben nur eine Kopfhörer-Buchse.

Der Gewinn in dB ist gleich $20 \times \log(A_v)$, wobei A_v die Spannungsverstärkung ist. Der LM386 im MFJ und im NC40 bringt eine Verstärkung von rund 200, oder 46 dB. Die Verstärkung wird durch einen Kondensator, zwischen den Anschlüssen 1 und 8 des LM386 festgelegt. In der NN1G-Schaltung ergeben die beiden Operationsverstärker U1 und U2 eine A_v von ungefähr 100, was einer Verstärkung des NF-Signals um rund 40 dB entspricht. Die NF-Verstärkungen dieser doch recht unterschiedlichen Schaltungen bewegen sich also in einem ziemlich ähnlichen Rahmen.

AGC - Die Regelung

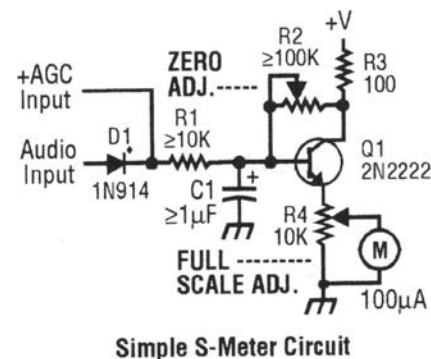
Nun zu den AGC-Schaltungen. Es gibt zwei grundlegend verschiedene Arten von AGC-Schaltungen. Ihrer Einfachheit wegen werden in QRP-Geräten meistens von der NF abgeleitete AGC-Regelspannungen verwendet, bei denen die Regelspannungserzeugung durch Gleichrichtung des NF-Signals erfolgt. Daneben gibt es noch von der ZF abgeleitete AGC-Regelspannungen. Hier erfolgt die Regelspannungserzeugung logischerweise durch Gleichrichtung des ZF-Signals. Diese Variante ist der ersten überlegen und wird

meistens in teureren Geräten verwendet. Das Problem an der Sache ist, daß die 0,6V Durchlaßspannung der AGC-Gleichrichterdiode erst überschritten werden müssen, bevor eine Gleichrichtung statt finden kann und daß in QRP-Schaltungen die ZF-Spannung einfach nicht größer als 0,6V wird. Der NF-Pegel dagegen ist groß genug, so daß ein Teil davon für die AGC-Gleichrichterdiode „abgezackt“ werden kann. Wenn der NF-Pegel unter 0,6V liegt, wird keine Regelspannung erzeugt und die Regelspannung am Kondensator beträgt dann 0V. Wenn der NF-Pegel über 0,6V steigt, wird die Diode schlagartig leitend und lädt den Kondensator sehr schnell auf. Deshalb spricht die AGC plötzlich an, wenn über ein starkes Signal hinweggedreht wird. Du kannst das daran wahrnehmen, daß nach diesem „Ansprechen“ das NF-Signal für ungefähr eine Sekunde stark heruntergeregelt ist oder weg zu sein scheint. Dies liegt daran, daß der Kondensator für die Regelspannung voll geladen ist und sich erst wieder entladen muß, bevor die NF-Verstärkung wieder das vorherige Maß erreicht. Diese Effekte sind typisch für eine von der NF abgeleitete AGC-Regelspannung.

Die Zeiten für das Laden und Entladen des Kondensators werden Ansprech- und Abfallzeit genannt. Beim MFJ sind die Ansprech- und die Abfallzeit durch R31 und R32 (Abb. 11) festgelegt. R32 verlängert die Zeit für das Laden des Kondensators. R31 beschleunigt die Entladung, um den oben genannten Effekt zu minimieren.

Eine elementare S-Meter-Schaltung

Im Internet-Forum QRP-L wird oft gefragt, wie ein QRP-Gerät um ein S-Meter erweitert werden kann. Das geht wirklich sehr einfach. S-Meter sind eigentlich nichts anderes, als ein Spannungsmesser für die AGC-Regelspannung, egal, ob diese nun von der NF oder der ZF abgeleitet wird. Je stärker das Signal ist, desto höher ist die AGC-Spannung und um so größer ist der S-Meter Ausschlag.



Ich habe die einfache Schaltung in Bild 14 schon in verschiedene QRP-Geräte eingebaut; einmal sogar in einen Rückkopplungs-Empfänger. Es ist eine sehr

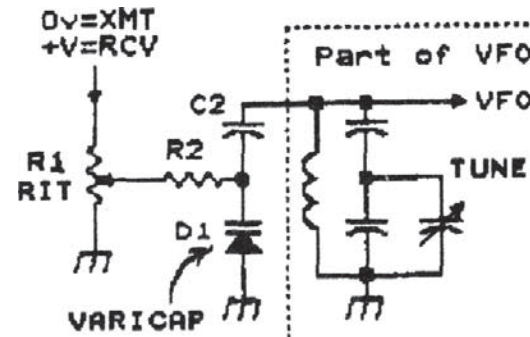
rudimentäre Schaltung, die natürlich kaum mit der in deinem IC-720 konkurrieren kann, aber sie arbeitet eigentlich ganz passabel. Die Schaltung ist nichts weiter als ein einfacher Gleichspannungsverstärker. Mit R2 wird die Basisvorspannung des Transistors so eingestellt, daß sich das S-Meter gerade noch nicht bewegt, wenn kein Signal anliegt. Mit R4 wird der Vollausschlag des Meßinstruments eingestellt. Das heißt, in der Praxis sollte R4 so eingestellt werden, daß das S-Meter bei dem stärksten Signal, das du finden kannst (S9+20dB), beinahe Vollausschlag hat. Wenn dein Transceiver eine positive AGC-Spannung erzeugt, dann schließe die S-Meter Schaltung mit dem Eingang „+AGC Input“ an. Falls Du den Eindruck hast, daß dadurch die AGC-Regelspannung zu sehr belastet und der Regelumfang verkleinert wird, solltest du R1 vergrößern, 100 k Ω können durchaus erforderlich sein. Wenn Dein Transceiver keine oder eine negative AGC-Regelspannung bereit stellt, kannst Du diese einfach durch Gleichrichtung des NF-Signals über D1 selbst erzeugen. Dazu muß daß NF-Signal direkt vor dem Lautstärkeregler abgegriffen werden. C1 beruhigt die S-Meter Anzeige, je größer die Kapazität von C1, desto träger wird der Ausschlag. Mit einem 100 μ A-Instrument funktioniert das so, wie in der Schaltung angegeben. Mit einem 1 mA-Instrument wird ein Vollausschlag kaum erreichbar sein; in diesem Fall muß der Wert von R4 verkleinert werden. Für Q1 kannst du jeden NPN-Transistor verwenden. Um die Schaltung zu kalibrieren, kannst du einen anderen Empfänger mit S-Meter heranziehen oder es einfach abschätzen. Das kommt der Realität meist ziemlich nahe. Kleine Einbau-Instrumente gibt es bei verschiedenen Elektronikläden für ein paar Euro. Wenn du genügend Platz an der Frontplatte hast, ist dies eine beeindruckende Erweiterung deines QRP-Gerätes.

Eine einfache RIT-Schaltung

RIT steht für „Receiver Independent Tuning“. Eine RIT bietet dir also die Möglichkeit, den VFO beim Empfangen nachzustimmen, ohne dabei die Sendefrequenz zu beeinflussen (zur Erinnerung: der VFO erzeugt die Frequenz für Empfänger UND Sender). Während eines QSO's sollte sich die VFO-Frequenz möglichst nicht ändern, denn dies ist ja die Frequenz, auf der dein Signal auf dem Band gehört wird. Du möchtest sicher nicht, daß sich diese Frequenz ändert, nur weil du deinen Empfänger etwas nachziehst, um QRM auszuweichen oder damit das CW-Signal etwas angenehmer klingt.

Die meisten QRP- und auch kommerziellen Geräte benutzen eine Kapazitäts-

diode (Varicap) für die RIT. Eine Kapazitätsdiode ist eine Diode, die sich wie ein Kondensator verhält. Die Größe der Kapazität ist veränderlich und hängt von der Höhe der Sperrspannung ab, die der Diode zugeführt wird. Durch Ändern der Sperrspannung ändert sich also auch die Kapazität. Bild 15 zeigt eine typische RIT-Schaltung. D1 ist eine Kapazitätsdiode und wird den frequenzbestimmenden Bauteilen des VFO's genau so parallel geschaltet, wie



man dies mit einem entsprechenden Trimmer tun würde. Die Sperrspannung kommt vom Potentiometer R1, aber NUR beim Empfang. Beim Tasten des Senders wird diese Spannung und damit die zusätzliche Kapazität und der daraus resultierende Frequenzversatz ausgeschaltet. D1 ergibt eine Kapazität von 20 bis 30 pF bei der

Veränderung der Abstimmung. C2 in Reihe zu D1 vermindert diese Kapazität (Reihenschaltung von Kondensatoren) um damit den gewünschten Abstimmungsbereich der RIT festzulegen. R2 begrenzt den Strom durch D1. Die Spannung RCV an R1, welche nur beim Empfang anliegt, muß aus einer geregelten Spannungsquelle kommen, damit die RIT genügend frequenzstabil ist. In Schaltungen wie dieser werden manchmal auch Zenerdioden als Kapazitätsdiode verwendet. Alles in allem handelt es sich um eine ziemlich einfache Schaltung, mit der Du deinen Transceiver um eine RIT erweitern kannst. Das Bestimmen des richtigen Werts für C2 kann jedoch ein wenig Experimentierarbeit erfordern, um den richtigen Abstimmungsbereich für die RIT zu erreichen.

Analyse der Schaltungstechnik von QRP-Geräten (Teil 4)

Der Sender im Überblick

Für eine einfache und bequeme Bedienung wird ein gemeinsamer VFO für Empfänger und Sender verwendet. In QRP-Geräten befindet sich der VFO normalerweise beim Empfangsmischer. Ein Teil des Signals des RX-VFOs wird dem Sender zugeführt. Der Sendemischer setzt die VFO-Frequenz auf die gewünschte Sendefrequenz um und entfernt den 700-Hz-Versatz (Offset), welche für den Empfänger hinzugefügt wurde. Außerdem findet an dieser Stelle normalerweise auch die CW-Tastung statt. Die Filterung des Mischerausgangssignals unterdrückt ungewollte Mischprodukte, danach wird das Signal den PA-Stufen zugeführt, um auf die gewünschte

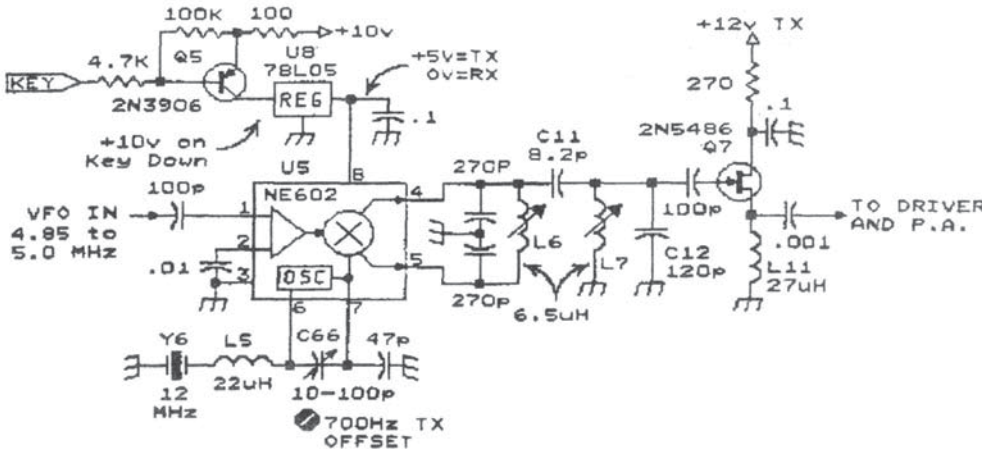
Ausgangsleistung zu kommen. Bei QRP-Geräten liegt diese in der Größenordnung von 1 bis 5 W. Ausgangsfilter transformieren die Impedanz der Endstufe auf 50 W und bewirken eine Unterdrückung der Oberwellen auf einen Wert, der mit den FCC-Regeln oder den entsprechenden nationalen Regelungen im Einklang ist. Die Umschaltung der Antenne zwischen Sender und Empfänger erfolgt durch die Sende/Empfangsumschaltung, welche auch die Empfängerstumschaltung und die Funktion der RIT steuert.

Tabelle 1: Frequenzfahrplan einiger QRP-Geräte

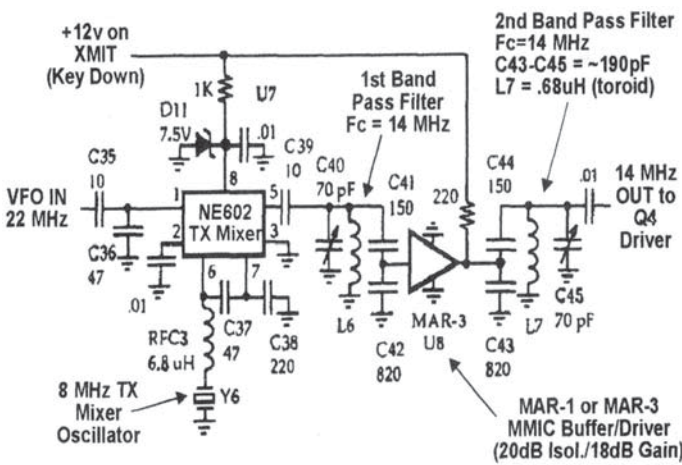
Geräte Typ	RX-VFO Frequenz [MHz]	TX-Oszillator [MHz]	TX-HF-Ausgang [MHz]	unerwünschtes Mischprodukt [MHz]
MFJ 9040	5,0	12,0	7,0	17,0
NN1G SW40	3,0	4,0	7,0	1,0
NorCal 40	2,1	4,9	7,0	2,8
NN1G GM20	22,0	8,0	14,0	30,0

Der Sendemischer

Die VFO-Frequenz wird mit der eines Festfrequenzoszillators gemischt, um daraus die Sendefrequenz zu erzeugen. Die VFO- und die Sendeoszillatorfrequenzen einiger bekannter Geräte sind in der Tabelle 1 aufgeführt. In Bild 16 (MFJ 9040) mischt das Mischer-IC NE602 (U5) mit



symmetrischem Ausgang die 5 MHz des Empfänger-VFOs mit den 12 MHz des Quarzoszillators auf 7 MHz herunter. Abwärtsmischung findet man auch beim GM20 von NN1G. Der SW40 und der NC40 erzeugen die 7 MHz durch



Aufwärtsmischung (Bild 17). Erwinnere dich daran, dass im Empfänger eine Ablage von 700 Hz hinzugefügt wurde, um so den CW-Mithörten zu erzeugen. Die Frequenz des RX-VFOs liegt somit 700 Hz über dem Schwebungsnull. Dieser Versatz muss

beim Senden wieder entfernt werden, damit sich Empfangs- und Sendefrequenz decken. Erreicht wird dies durch C66, der die Quarzfrequenz im MFJ um 700 Hz nach unten zieht (im NC40 macht das C34). Obwohl man in der Regel vom Sender-Offset spricht, handelt es sich dabei lediglich um den Ausgleich des Offsets, den man im Empfänger hinzugefügt hat. NN1G entfernt den Offset, indem er für Y6 einen Quarz selektiert, der von Haus aus um 500 bis 800 Hz tiefer liegt (Bild 17). Daher dort die Quarze auch beim Bauen nicht vertauschen!

Ob sich der Entwickler eines Geräts für Ab- oder Aufwärtsmischung entscheidet, wird auch davon beeinflusst, dass die Frequenz des TX-Oszillators zur ZF passen sollte und dass man für alle Quarze im Gerät mit einer gängigen Quarzfrequenz auskommt. Außer der Vereinfachung der Bauteibeschaaffung hat dies hat noch eine Reihe weiterer Vorteile. Zuerst einmal kann man so davon ausgehen, dass die Veränderungen der Quarzfrequenzen durch Temperaturschwankungen oder Alterung bei den verschiedenen Quarzen eines Gerätes sich tendenziell ähnlich verhalten und nicht gegenläufig sind. Dadurch werden sowohl Kurzzeit- als auch Langzeitdrift minimiert. Zweitens erlaubt dies dem Erbauer ganz einfach, die besten der Quarze für das ZF-Quarzfilter auszuwählen. Die beiden übrigen Quarze finden dann im BFO und im TX-Oszillator Verwendung, wo die genaue Frequenz mit anderen Kompo-

nenten eingestellt wird und regelmäßig nachgeglichen werden kann.

Das Tasten des Senders

In den meisten QRP-Schaltungen wird das Tasten des Senders durch das Ein- und Ausschalten der Versorgungsspannung des Sendemischer-ICs erreicht. Beim MFJ befindet sich Q5, der als Sende/Empfangsumschalter fungiert, im Aus-Zustand, wodurch überhaupt kein Strom durch den Transistor fließt. Beim Drücken der Taste wird die Basis von Q5 über den 4,7-kW-Widerstand auf Masse gelegt, wodurch der Transistor leitet und die +10 V auf den Eingang des Spannungsreglers 78L05 legt. Dieser wiederum versorgt dadurch den Sendemischer NE602 mit einer Betriebsspannung von +5 V. Q5 ist das klassische Beispiel eines Transistors im reinen Schalterbetrieb. Die Schaltzeit ist sehr kurz, unter 1 ms, wodurch das Tastsignal nicht verfälscht wird. NN1G und der NorCal 40a tasten den Sendermischer in der gleichen Weise, mit dem einzigen Unterschied, dass NN1G statt eines Spannungsreglers eine 7,5-V-Zenerdiode für die Erzeugung der Betriebsspannung des NE602 verwendet.

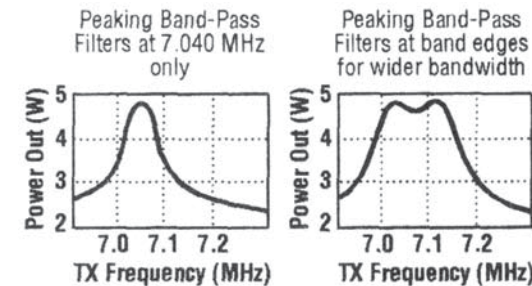
Die Filterung im Sendemischer

Alle Mischer erzeugen unerwünschte Mischprodukte, die nach dem Mischer wieder entfernt werden müssen. Dies ist natürlich im Sendezweig des Gerätes besonders wichtig, wo alle unerwünschten Frequenzen nach der FCC-Regel 97.307(e) mindestens 30 dB unter dem Pegel des eigentlichen Sendesignals liegen müssen. Die Mittenfrequenzen der Bandpassfilter nach dem Mischer liegen bei 7 MHz, und werden beim MFJ durch L6 und L7, sowie die parallel liegenden Kapazitäten festgelegt ($L=4,3$ mH und $C=120$ pF ergibt $f_0=7$ MHz). Im Schaltplan sind 6,5 mH angegeben. Bei diesem Wert handelt es sich um die Maximalinduktivität der veränderlichen Spule, Resonanz ergibt sich nachrechenbar bei 4,3 mH. Das erste Filter ist beim MFJ symmetrisch an den Ausgang des NE602 gekoppelt, während es beim NN1G und beim NC40a unsymmetrisch angeschlossen ist.

Bei dieser Anwendung sind keine Filter mit sehr hoher Güte erwünscht, weil die Sendefrequenz ja über den kompletten Abstimmbereich durchgelassen werden muss.

Im MFJ ist dieser Bereich z.B. 7,000 bis 7,150 MHz, was eine Bandbreite von 150 kHz erfordert und somit eine Güte von etwa 50 ($Q=f/BW=7$ MHz/150 kHz). L6 und L7 sollten zunächst auf maximale Sendeleistung in Bandmitte (7,075 MHz, in DL 7,050 MHz) abgeglichen werden und dann wechsel-

seitig so, dass dieser Output in etwa an beiden Bandenden erreicht wird (wie dies in Bild 18 dargestellt). Wenn dies nicht funktioniert, kann man es



auch damit versuchen, dass man mit jeder der beiden Spulen an einem Bandende optimiert, also mit L6 auf maximale Ausgangsleistung am unteren und mit L7 am oberen Bandende, um so eine halbwegs konstante Ausgangsleistung über den ganzen Abstimmbereich zu erhalten. Die Energie wird

von einem Filter zum nächsten über eine kleine Kapazität (kleiner 10 pF) gekoppelt, um das erste Filter minimal zu belasten. Die Filterimpedanzen und die Impedanz des Koppelkondensators C11 bei 7 MHz errechnen sich folgendermaßen:

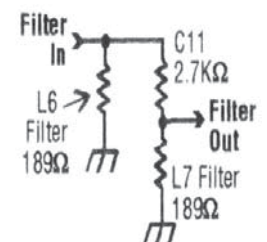
$$X_L = \omega \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = 6,28 \cdot 7 \text{ MHz} \cdot 4,3 \mu\text{H} = 189 \text{ Ohm}$$

$$X_C = 1/(\omega C) = 1 / (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C) = 1/(6,28 \cdot 7 \text{ MHz} \cdot 120 \text{ pF}) = 189 \text{ Ohm}$$

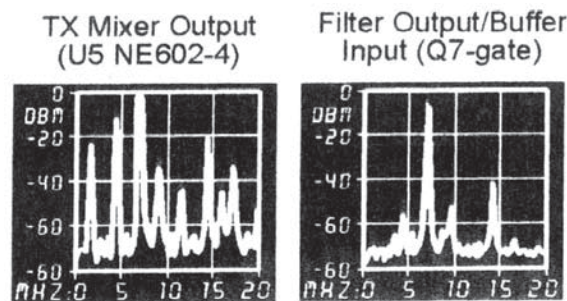
$$X_{C11} = 1/(6,28 \cdot 7 \text{ MHz} \cdot 8,2 \text{ pF}) = 2,7 \text{ kOhm}$$

Das Symbol ω wird an dieser Stelle, wie üblich, als Abkürzung für $2 \cdot \pi \cdot f$ verwendet. Aus den oben genannten Formeln erkennt man, dass die Impedanz beider Filter bei 189 W liegt (L und C haben den selben Wert in beiden Filtern) und man sieht auch, dass bei Resonanz gilt: $X_L = X_C$ (Anmerkung des Übersetzers: Die Aussage, dass die Impedanz beider Filter bei 189 W liegt, ist sachlich unrichtig. Die Reaktanzen der kapazitiven (X_C) und der induktiven (X_L) Komponente liegen in jedem Filter bei 189 W. Im Resonanzfalle heben sich diese jedoch auf und die Impedanz des Parallelkreises - und damit die Spannung am Kreis - erreicht ihr Maximum, dessen Höhe im wesentlichen von der Kreislänge abhängt.)

Das Filter kann also ersatzweise auch mit Widerständen, welche die Impedanzen darstellen, gezeichnet werden (Bild 19). C11 in Reihe mit dem Filter L7 erscheinen so als wesentlich höhere Impedanz, die dem Filter L6 parallel geschaltet wird, und isoliert damit die Impedanzen von L6 gegen L7. Ohne C11 wären L6 und L7 parallel geschaltet mit einer resultierenden Impedanz von 95 W. (Anmerkung des Übersetzers: Auch hier geht Paul scheinbar davon



aus, dass das einzelne Filter bei Resonanz eine Impedanz von 189 W besitzt, was nicht korrekt ist. Außerdem ist in der Argumentation nicht nachvollziehbar, warum er von jedem Filter lediglich die Spulen betrachtet und dabei vom „Filter“ redet. Richtig ist jedoch die Gesamtargumentation, dass das Anschalten des „rechten“ Filters an das „linke“ über eine hohe kapazitive Reaktanz (X_C) von C11 das „rechte“ Filter weniger stark bedämpft und umgekehrt.) Der Nachteil von C11 ist, dass er einen erheblichen Teil der Filtereingangsleistung „verschluckt“. C11 ist der Hauptgrund für die annä-



hernd 12 dB Einfügedämpfung dieses Filters. Trotzdem handelt es sich, wie man aus Bild 20 erkennen kann, um ein gut ausgelegtes Filter. Ungeachtet der Einfügedämpfung (die alle Filter aufweisen) sind die Impedanzen gut voneinander isoliert, so dass die einzelnen Filterstufen ihre vorgesehene

Güte für möglichst steile Flanken erreichen und damit die unerwünschten Mischprodukte effektiv abschwächen.

Die Sendepufferstufe

Es ist wichtig, dass HF-Verstärkerstufen von den vorausgehenden Stufen isoliert werden. Wenn die Endstufe mit einem getasteten oder modulierten Signal angesteuert wird, wirken rücklaufende Leistung und Impedanzänderungen sonst auf die Mischer und Filter zurück. Im schlimmsten Fall könnten dadurch sogar zusätzliche Mischprodukte, sowie eine zusätzliche Belastung des VFOs entstehen. Ohne Isolierung würde dann die VFO-Frequenz, jedes Mal wenn der Sender getastet wird, weglaufen. Ein gute, rückwirkungsfreie Trennung zwischen VFO und Endstufe ist also eine der wichtigsten Maßnahmen, um einen sauberen und stabilen HF-Träger des Ausgangssignal zu erreichen.

Der MFJ und der NC40a verwenden einen FET als Puffer, um die nötige Isolierung zu erzielen. Pufferstufen werden normalerweise durch eine entsprechende Vorspannung im A-Betrieb betrieben, so dass Ein- und Ausgangsimpedanzen konstant bleiben. In diesen Pufferstufen wird keine Verstärkung erzielt.

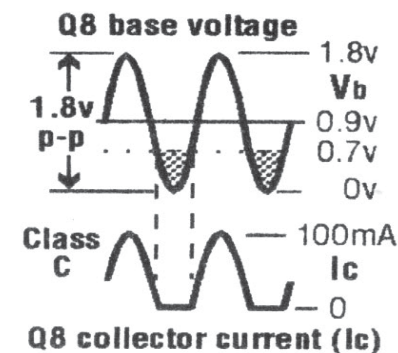
Der Green Mountain 20M von NN1G basiert auf einem neuen Ansatz, der es verdient, einmal näher besprochen zu werden. Dave Benson verwendet einen MAR-1 um eine gute Trennung und gleichzeitig Verstärkung zu erzielen. Der MAR-1, der von Mini-Circuits hergestellt wird, ist ein monolithischer 50-W-Verstärker mit 18 dB Verstärkung, 20 dB Isolierung und einem SWR von 1:1 von Gleichstrom bis 1000 MHz. Nicht schlecht für ein 2-US-\$-Teil. Das erste Filter besteht aus L6 (0,68 mH) und den 190 pF resultierend aus C40 bis C42. Mit C40 wird das 14,0-MHz-Filter auf Resonanzfrequenz gezogen. Daraus resultiert eine Filterimpedanz von 60 W über C41 und C42. Das Verhältnis C41/C42 ist 0,18 (150 pF/820 pF), woraus sich dann die Impedanz von 50 W über C42 errechnet und damit den Impedanzanforderungen am Eingang von MAR-1 gerecht wird. Ein identisches Filter schließt auch den Ausgang des MAR-1 am Ausgang mit 50 W ab. Damit sind die Designkriterien des MAR-1 erfüllt, um die angestrebten Werte hinsichtlich Isolierung und Verstärkung zu erzielen. Die Verstärkung wird durch den 220-W-Widerstand nach +V festgelegt.

Das ist die Zukunft von QRP-Schaltungen. So, wie es uns hier NN1G zeigt, werden wir den MAR-1 und ähnliche Bauelemente zukünftig in neuen Schaltungsentwürfen sowohl in Sender- als auch in Empfängerbaugruppen antreffen.

Anmerkung: Die gezeigten Signalspektren mit ihren zugehörigen Pegeln wurden zwar am MFJ 9040 gemessen, sind aber typisch für die meisten QRP-Geräte, die auf NE602-Mischern basieren. Die Hauptunterschiede zwischen den verschiedenen Geräten findet man bei den Leistungspegeln in den Treiberstufen und der Endstufe.

Die Treiberstufen des Senders

Die Signalpegel des VFOs, des TX-Mischers und der Bandpass-Filter sind ziemlich niedrig, meist in der Größenordnung von 1 mW (0 dBm) oder darunter. Für 5 W Ausgangsleistung ist damit noch eine Leistungsverstärkung in der Größenordnung von 5000, das entspricht 37 dB, erforderlich.



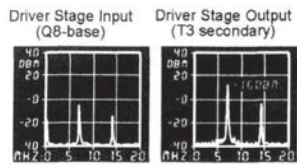
Stand: 5.12.2007

In der Schaltung von MFJ, wird die Treiberstufe durch Q8 realisiert. Der 2N5109 ist ein für Kabel-TV-Anwendungen entwickelter VHF-Transistor, der als Leistungstreiber für 2W fungiert. Der Eingangswiderstand von Q8 entspricht ungefähr dem Wert von R8, also 1 kΩ. Die HF-Leistung, gemessen an R8 in der Pufferstufe, liegt bei -4 dBm, also 400 mW. Daraus können wir die Amplitude der HF-Spannung an der Basis berechnen:

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{0,0004 \text{ W} \cdot 1 \text{ k}\Omega} = 0,63 \text{ V}_{\text{eff}}$$

$$U_s = 0,63 \text{ V}_{\text{eff}} \cdot 1,414 = 0,9 \text{ V}_s$$

Q8 benötigt eine Basisvorspannung größer als 0,7 V, um durchzusteuern. R7 und R8 erzeugen eine Basisvorspannung von 0,9 V. Q8 leitet also bereits ohne HF-Eingangssignal. Wie in Bild 21 dargestellt, addiert oder subtrahiert sich das HF-Eingangssignal zur Basisvorspannung von 0,9 V.



Wird das HF-Eingangssignal kleiner als -0,2 V, dann sinkt die Basisvorspannung unter 0,7 V und Q8 sperrt. Der Kollektorstrom (I_c) fließt also während der gesamten positiven Halbwelle, aber nur während eines Teils der negativen Halbwelle. Dies ist per Definition ein Verstärker im AB-Betrieb, der mehr als 50% der Zeit, aber weniger als 100% der Zeit im leitenden Zustand ist. Der AB-Betrieb steigert den Wirkungsgrad des Senders, indem der schon ganz beachtliche Treiberstrom von 100 mA nicht während des kompletten 7-MHz-Taktzyklusses fließt. In den meisten QRP-Schaltungen ist der Treiber die einzige Stufe, die im AB-Betrieb betrieben wird.

In den Geräten von NN1G und NC40a wird mit dem Tasten des CW-Signals die Kollektorspannung ein- und ausgeschaltet. Beim MFJ kommt die Treiber-spannung vom Sende/Empfangsrelais. Die Abfallzeit dieses Relais sollte so eingestellt sein, dass es zwar in den Wortpausen, aber keinesfalls in den Tastepausen zwischen den einzelnen CW-Zeichen abfällt. Auf diese Weise leitet Q8 zwar noch kurze Zeit nach dem Öffnen des Morsetastenkontakts, aber das Erzeugen des CW-Signals geschieht ja bereits weiter vorne im TX-Mischer. Daher liegt nach dem Öffnen des Morsetastenkontakts am Treiber keine HF mehr an.

Eine kleine Nebenbemerkung zum Sende/Empfangsrelais: vermeide unbedingt zu kurze Abfallzeiten. Die meisten Relais sind für 100000 garantierte

Schaltvorgänge ausgelegt. Dies entspricht ungefähr 2/3 der Zeitdauer eines Fielddays mit Full-BK, wie ich beim FD-93 selbst herausfand!

Die Senderendstufe

Der Leistungsverstärker, auch PA oder Endstufe genannt, ist die letzte Stufe in der Verstärkerkette. Tabelle 2 beinhaltet eine Übersicht, über die Transistoren und Daten der Senderendstufen in den Geräten, die wir hier betrachten.

Tabelle 2: Daten einiger Senderendstufen

Gerät	PA-Transistor	P_{out} [W]	I_c [A]	G_{pe} [dB]	C_{out} [pF]
NC40a	MRF607	1,7	0,3	15	15
NN1G	2N3553	2,5	1,0	15	10
MFJ's	MRF476	3,0	1,0	18	35

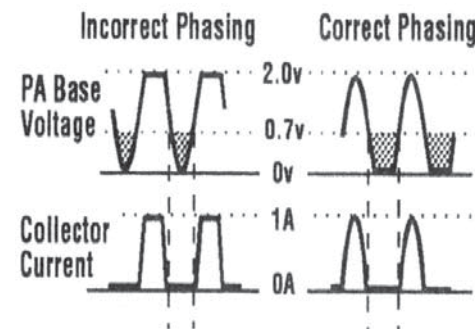
mit $I_c = I_{\text{cmax}}$

G_{pe} = Leistungsverstärkung

C_{out} = Kollektor-Ausgangskapazität

Die Eingangsbeschaltung der PA

Die Leistungsübertragung vom Treiber zur Endstufe erfolgt normalerweise über einen Transformator (z.B. bei MFJ und NC40a) oder über ein LC-Glied (z.B. beim NN1G-Design). Da die Treiberstufe im AB-Betrieb läuft, ist das



HF-Signal an deren Ausgang nicht mehr rein sinusförmig. Deshalb ist bei der Ankopplung des Treibers an die Endstufe die Phasenlage (0° oder 180°) sehr wichtig, damit nicht, wie in Bild 23 gezeigt, der „gekappte“ Teil der HF-Amplitude verstärkt wird. Ebenso wichtig ist die HF-Spitzen-spannung, die der Basis des Endstufen-Transistors zugeführt wird. Die

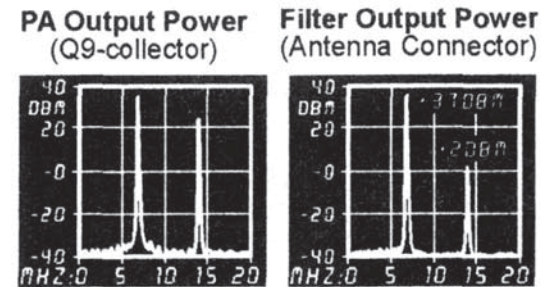
Basis-Emitter-Durchbruchspannung V_{be} liegt bei den meisten Leistungstransistoren bei 4 V. Bei Überschreitung dieser Spannung kann der PA-Transistor zerstört werden. Mit den 100 mA Treiberstrom hat man schnell HF-Spitzenspannungen über 4 V erreicht. Deshalb werden die Eingangsimpedanzen möglichst klein gehalten und nur schwach angekoppelt, um die Spitzenspannung an der Basis des PA-Transistors effektiv zu begrenzen. Bei dem MFJ-Gerät liegt die PA-Eingangleistung bei +16 dBm, das sind 40 mW. Die HF-Spitzenspannung an der Basis des PA-Transistors liegt bei 2,0 V und wird auf die selbe Weise berechnet, wie wir das schon bei der Treiberstufe durchgeführt haben. Damit liegen wir sicher unter der Durchbruchspannung des Endstufen-Transistors. Der PA-Transistor erhält keine Basisvorspannung, so dass sich dieser ohne Ansteuerung im Sperr-Zustand befindet und kein Kollektorstrom fließt. Damit liegt klassischer C-Betrieb vor und der Transistor sperrt, solange die Basisspannung unter 0,7 V liegt. Kollektorstrom fließt also nur dann, wenn die HF-Eingangsspannung einen Pegel zwischen 0,7 V und 2,0 V aufweist, so wie dies in Bild 23 dargestellt ist. Dadurch, dass bei der Sekundärwicklung von T3 das „obere Ende“ an Masse liegt, ist auch die richtige Phasenlage gesichert. Die falsche Phasenlage am PA-Eingang kann zu einem annähernd rechteckförmigen Ausgangssignal führen (siehe Bild 23). Dieses ist dann so reich an Oberwellen, dass eine effektive Filterung durch die Ausgangsfilter nicht mehr gewährleistet ist. Bei den meisten Bausätzen muss der Erbauer die Ringkernspulen für Treiber und Endstufe selbst wickeln. Befolge die Anleitungen sehr sorgfältig, damit die Phasenlage bei der Ansteuerung auch sicher stimmt.

Nun zur Ausgangsbeschaltung der PA

Im MFJ-Gerät fließt bei 5 W Ausgangsleistung ein Kollektorstrom von 1 A bei 12 V Versorgungsspannung, was einer Eingangsleistung von 12 W entspricht. Um diese Leistung umsetzen zu können, arbeitet der PA-Transistor als niederohmige Last, wie die folgende und wohl auch bekannte Gleichung zeigt:

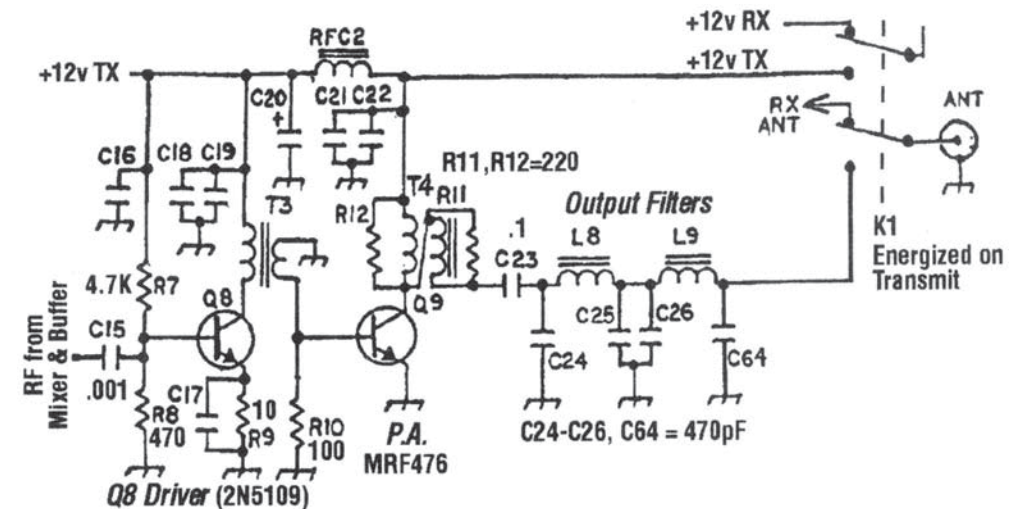
$$R_L = (V_{cc})^2 / (2 \cdot P_0) = (12 \text{ V})^2 / (2 \cdot 5 \text{ W}) = 144 \text{ V} / 10 \text{ W} = 14,4 \text{ Ohm}$$

Nimm zur Kenntnis, dass diese Last-Gleichung eigentlich nichts mit dem Transistor zu tun hat, außer dass der Transistor dasjenige Bauteil ist, welche den Laststrom einschaltet. Die Gleichung beschreibt NICHT die Impedanz



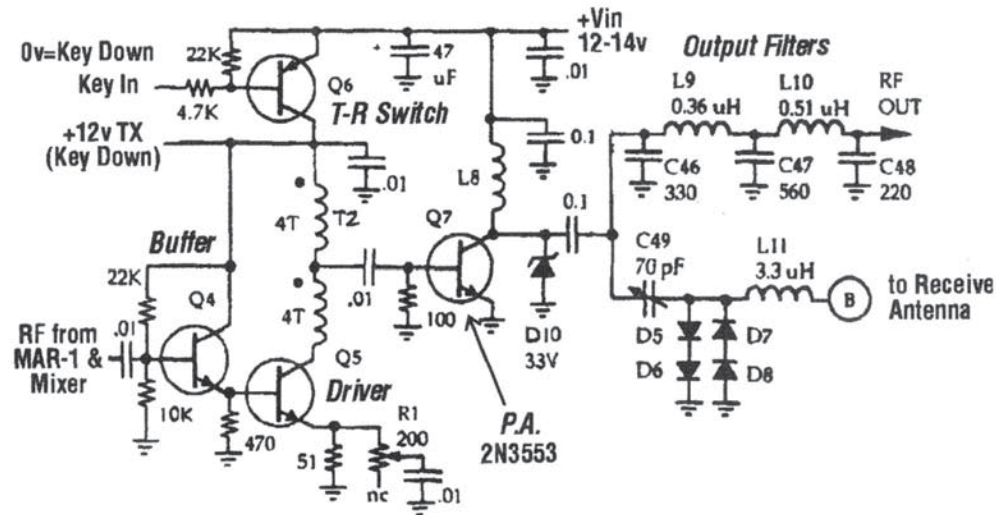
des Transistors, sondern vielmehr die entsprechende Last, die der Transistor für die Spannungsversorgung darstellt. Wie stellt sich dann die Ausgangsimpedanz dar? Wenn wir uns die Spezifikation des Endstufen-Transistors MRF476 ansehen, so stellen wir fest, dass für diesen eine Ausgangskapazität (C_{out}) von 150 pF angegeben ist. Diese ergibt eine Impedanz von $X_c = 152 \text{ W}$ bei 7 MHz. Die Ausgangsimpedanz (Z_o) ergibt sich aus der Parallelschaltung der Reaktanz C_{out} und des Lastwiderstandes. Dies ist das Z_o , welches an die 50 W der Ausgangsfilter angepasst werden muss.

$$Z_o = (X_{c_{out}} \cdot R_L) / (X_{c_{out}} + R_L) = (152 \cdot 14) / (152 + 14) = 12,8 \text{ Ohm}$$



Die ist der Grund, weshalb in den Datenblättern von Leistungstransistoren C_{out} angegeben wird. Der Entwickler kann daraus die Ausgangsimpedanz für die spezifische Betriebsfrequenz der Schaltung berechnen. R_L wird oft als equivalenter paralleler Ausgangswiderstand bezeichnet.

Eine weitere recht bekannte Beziehung im Zusammenhang mit Endstufen ist



diejenige, dass die HF-Ausgangsspannung ungefähr doppelt so groß ist, wie die Versorgungsspannung, in QRP-Geräten also um die 24 V. Die Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung V_{ce} sollte ungefähr 50% größer sein, als die Amplitude des Ausgangssignals, also $24 \cdot 1,5 = 35$ bis 40 V. Oft wird eine Zenerdiode vom Kollektor zum Emitter (meist Masse) vorgesehen, um den PA-Transistor z.B. vor einem zu hohen SWR zu schützen. Dafür wird dann oft eine Z-Diode mit 33 V Zenerspannung genommen, um noch ein wenig unterhalb der Durchbruchspannung V_{ce} zu liegen. D11 im NN1G (bzw. D6 im NC40a) übernimmt diese Funktion.

Da der PA-Transistor kaum etwas mit der Ausgangsimpedanz oder der Ausgangsamplitude zu tun hat, fragst du dich natürlich, was macht der PA-Transistor dann eigentlich? Beim Auswählen des PA-Transistors schaut der Entwickler auf drei wichtige Eigenschaften: den Kollektorstrom (I_{cmax}), die Vorwärts-Leistungsverstärkung (G_{pe}) und die Transit-Frequenz (F_t und/oder C_{out}).

$$I_c = (2 \cdot P_o) / V_{cc}$$

Dies ergibt für 3W Ausgangsleistung $I_c = 0,5$ A, für 5 W $I_c = 0,8$ A, usw. Der PA-Transistor muss diesen Kollektorstrom noch gut bewältigen können. Aber um diesen Kollektorstrom überhaupt zu erreichen, muss der Transistor auch

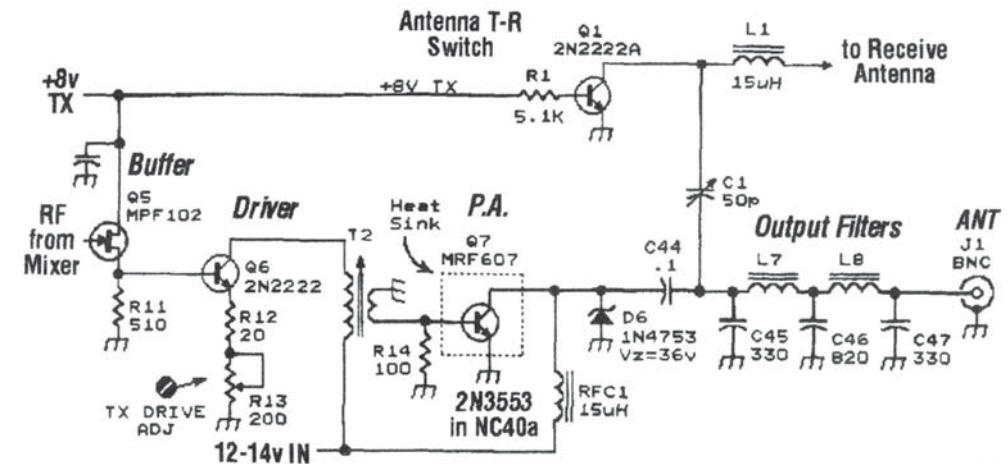
genügend Leistungsverstärkung haben, um die Eingangsleistung auf diese gewünschte Ausgangsleistung anzuheben. Beim MFJ zum Beispiel, liegt die Eingangsleistung bei +16 dBm und die G_{pe} des MRF476 beträgt 18 dB (bei 30 MHz). Daraus resultiert eine Ausgangsleistung von 16 dBm + 18 dB = 34 dBm, das entspricht 2,5 W. In der Praxis beträgt G_{pe} beim MRF476 21 dB bei 7 MHz und die Ausgangsleistung damit 37 dBm, das entspricht 5 W. Zu unserem Vorteil ist G_{pe} im Kurzwellenbereich meist höher, als in den Datenblättern angegeben.

Die würde aber gar nichts nützen, wenn die Ausgangskapazität C_{out} des Transistors hoch wäre und dadurch die Hochfrequenz-Übertragung begrenzen würde. Die Transitfrequenz des PA-Transistors sollte ein mehrfaches der Betriebsfrequenz betragen. Dies ist im Kurzwellenbereich erfüllt, wenn C_{out} kleiner als 300 pF ist.

Die Ausgangsfilter

Die Ausgangsfilter müssen gleichzeitig zwei Funktionen erfüllen:

- 1.) die niedrige Impedanz der Endstufe von 10 bis 20 W an die Ausgangsimpedanz von 50 W anpassen und



- 2.) eine steil ansteigende Dämpfungskurve oberhalb der Betriebsfrequenz realisieren, um die Leistung der Harmonischen möglichst stark zu reduzieren.

Es gibt unzählige Filtertypen und Entwurfsgleichungen, die hier angewendet werden können. Meistens kommen jedoch einfach 2-stufige Pi-Filter zum Einsatz, weil sie alle Anforderungen an gute Impedanzanpassung, ausreichende Unterdrückung der Harmonischen, Toleranz bezüglich der Schwankung von Bauteilewerten und günstigen Preis in sich vereinen. Die Effektivität dieser Filter wird in Bild 24 gezeigt, wo die Leistung der zweiten Harmonischen ganz sicher 30 dB unterhalb der Grundwelle liegt und damit die FCC-Regeln erfüllt.

Übersetzt und bearbeitet von Uwe, DL8SAI

Mit freundlicher Genehmigung des Autors aus dem Englischen übersetzt und bearbeitet von Ingo, DK3RED und Uwe, DL8SAI

Autor:

Paul Harden, NA5N

na5n@zianet.com

Quelle:

[1] CQ Magazine, January 1980 und September 1990

[2] Low Down, Zeitschrift des Colorado QRP-Clubs

[3] Electronic Data Book for Homebrewer's and QRP'ers, Paul Harden, NA5N

