

### ◆ Variabel abgestimmte LC-Kreise

Der jeweils angewählte Eingangskreis hat zwei Aufgaben gleichzeitig zu erfüllen; er muß die gewünschte Nutzfrequenz aus dem anliegenden Frequenzspektrum herausfiltern und die Antennenimpedanz möglichst gut an den Eingangstransistor VT1 anpassen. Damit der aus kostengründen gewählte einfache LC-Kreis diese Aufgabe wenigstens befriedigend lösen kann, müssen die bei der Auswahl der Bauteile anliegenden Probleme beachtet werden.

Ein LC-Kreis ist immer dann selektiv, wenn er eine hohe Güte hat; rein mathematisch ist damit das Verhältnis von Nutzfrequenz und  $-3$  dB Bandbreite gemeint. Bei 7 MHz und  $Q = 100$  hat man eine Bandbreite von 70 kHz zu erwarten. Frequenzen, die  $\pm 35$  kHz abseits von 7000 kHz liegen, haben bezogen auf das Maximum einen Pegelabfall auf rund 70%.

Bedenkt man die z.T. sehr dichte Belegung der Frequenzbereiche, dann wird man sofort feststellen, daß im Empfänger-Eingang Schwingkreisgüten benötigt werden, die ein Einzelkreis kaum allein aufbringen kann. Hinzu kommt, daß der Schwingkreis durch die Beschaltung auf der Ein- und Ausgangsseite (Antenne und Transistor) belastet, d.h. bedämpft wird; seine z.T. sehr hohe Leerlaufgüte geht in die deutlich geringere Betriebsgüte über. Mit freitragenden Spulen bei einem optimalen Verhältnis von Länge zu Durchmesser und Luft-Kondensatoren kann man Leerlaufgüten von 200 und höher erreichen; wird eine Güteerhöhung (Q-Multiplier durch Rückkopplung) einbezogen, kann man sogar auf über 1000 kommen.

Das rückgekoppelte Audion war deshalb lange Zeit der Empfänger mit dem besten Preis-Leistungs-Verhältnis. Wegen der komplizierten Bedienung und der Gefahr, daß der Empfänger zeitweise zum Sender werden kann, wird dieses Prinzip heute sehr selten genutzt.

Zurück zu den Eingangskreisen beim Harzburg-Projekt: Schon allein wegen der angestrebten geringen Empfänger-Baugröße kommen einlagige Luftspulen nicht in Frage. Mit Ringkernspulen und geht man zwar auch Kompromisse hinsichtlich der Schwingkreisgüte ein, kann dafür aber schön kleine Empfänger bauen.

Bei dem Schritt vom Luft-Drehkondensator zur C-Dioden-Abstimmung handelt man sich leider weitere Nachteile ein; C-Dioden haben eine geringere Güte als Luft-Drehkos und führen vor allem im Bereich ihrer höchsten Kapazität und hohen Signalpegeln zum Teil zu erheblichen Signalverzerrungen.

Da dieser Effekt bei einer Einzeldiode und kleinen Steuerspannungen besonders stark ausgeprägt ist, werden oftmals zwei gleichartige Dioden kapazitiv in Reihe geschaltet. Trotzdem: Mit Ringkernspulen und C-Dioden, die nicht bis zu ihrer höchsten Kapazität ausgenutzt werden, lassen sich brauchbare LC-Kreise realisieren und ausreichend selektive Empfänger bauen.

Die hierzu ausgewählten Einzelkreise genügen für die ersten Empfangs-Versuche und wenn später noch ein Preselektor einbezogen wird, ist das vorgestellte Empfangs-System bezogen auf das Preis-Leistungs-Verhältnis kaum noch zu verbessern.

### ◆ Dimensionierung der Eingangskreise

Für die Berechnung von LC-Kreisen kommt man in der Praxis mit wenigen Formeln aus und behält die Übersicht, wenn die Grundgleichung (1) für die Resonanzfrequenz auf gängige Einheiten zugeschnitten wird.

$$f = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (1)$$

Die nachfolgende Übersicht zeigt die für die Taschenrechner-Praxis zugeschnittenen Gleichungen in allen denkbaren Varianten

kHz, mH, pF	kHz, $\mu$ H, pF	MHz, mH, pF	MHz, $\mu$ H, pF
$f = \frac{5030}{\sqrt{L \cdot C}}$	$f = \frac{159200}{\sqrt{L \cdot C}}$	$f = \frac{5,03}{\sqrt{L \cdot C}}$	$f = \frac{159,2}{\sqrt{L \cdot C}}$
$L = \frac{253 \cdot 10^5}{f^2 \cdot C}$	$L = \frac{253 \cdot 10^8}{f^2 \cdot C}$	$L = \frac{25,3}{f^2 \cdot C}$	$L = \frac{25300}{f^2 \cdot C}$
$C = \frac{253 \cdot 10^5}{f^2 \cdot L}$	$C = \frac{253 \cdot 10^8}{f^2 \cdot L}$	$C = \frac{25,3}{f^2 \cdot L}$	$C = \frac{25300}{f^2 \cdot L}$

Tabelle 1: Zugeschchnittene Gleichungen zur Schwingkreisberechnung.

Noch einfacher geht es, wenn der von Wilfried Burmeister, DL5SWB entwickelte

### „mini Ringkern-Rechner“

verwendet wird, er enthält u.a. auch ein Menü für die Berechnung von einfachen LC-Kreisen [12].

Besonders erwähnenswert ist auch der kleine HF-Rechner von Thomas Grohmann [14]. Die Ausführungen und Hinweise in [13] und [29] sind vor allem für OMs von Bedeutung, die sich näher mit der Schwingkreisberechnung beschäftigen wollen.

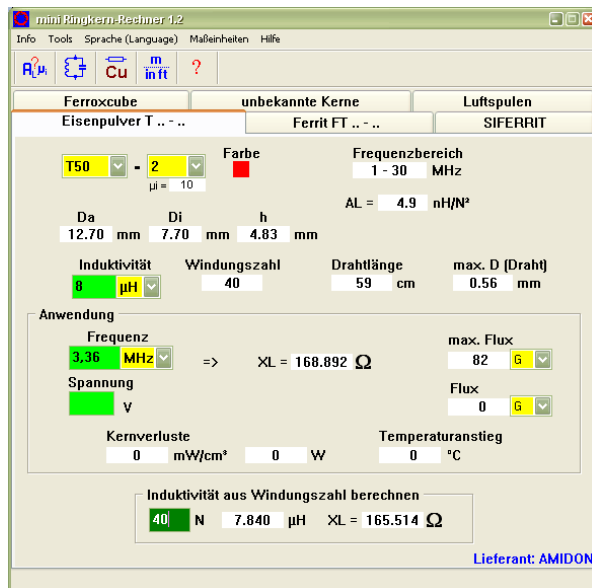


Bild 1: Ringkern-Rechner V1.2 [12]

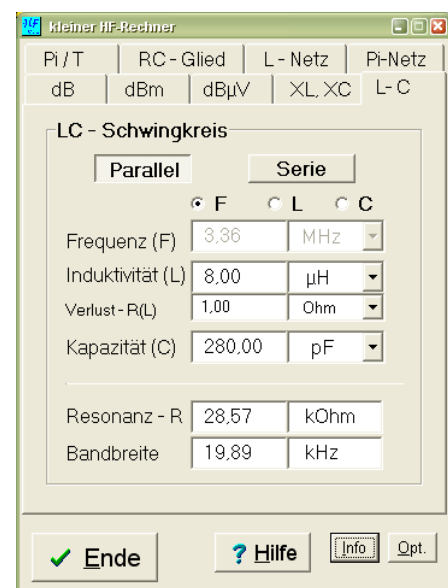


Bild 2: Kleiner HF-Rechner V 2.2 [14]

Für die Umrechnung von Kapazitäts- und Frequenzverhältnissen gilt:

$$v = \frac{f_o}{f_u} = \sqrt{\frac{C_e}{C_a}}$$

$$v^2 = \frac{C_e}{C_a} = \frac{f_o^2}{f_u^2} = \left(\frac{f_o}{f_u}\right)^2$$

Eine eventuell gewünschte Bandspreizung (Eingrenzung des Abstimmereiches) wird mit einem Parallelkondensator  $C_p$  zum Drehko bzw. zur C-Diode erreicht. Im Schaltbild des Harzburg-Empfänger sind es die Kondensatoren C3a bis C3c.

$$v^2 = \left( \frac{f_o}{f_u} \right)^2 = \frac{C_e + C_p}{C_a + C_p}$$

Index "o" = obere Frequenz

Index "u" = untere Frequenz

$$C_p = \frac{C_e - v^2 \cdot C_a}{v^2 - 1}$$

Index "a" = Anfangskapazität

Index "e" = Endkapazität

Grundlage für die weiteren Berechnungen ist das Kennfeld  $C = \Phi(V_R)$  der verwendeten C-Diode; dabei wird der Zusammenhang zwischen der Sperrschichtkapazität und der Abstimmspannung graphisch dargestellt. Unter Berücksichtigung der Toleranzen sind bei der 1SC149 Kapazitäten gemäß Tabelle 2 zu erwarten. Um etwas genauere Werte zu bekommen, habe ich von den mir vorliegenden C-Dioden 6 Stück ausgemessen und die Ergebnisse zusammengestellt.

$U_{\text{Abst.}} / V$	(D <sub>1</sub> )	D <sub>2</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>4</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>6</sub>	D <sub>m26</sub>
8,0	25	26	25	25	25	26	25,4
7,0	29	30	30	31	30	30	30,2
6,0	39	42	41	42	41	41	41,4
5,0	76	91	90	90	90	90	90,2
4,0	190	202	203	202	202	200	201,8
3,0	273	280	282	282	282	280	281,2
2,0	360	367	369	369	367	367	367,8
1,0	484	491	495	494	492	489	492,2

Tabelle 2: Auf  $\pm 0,5$  pF gerundete C-Diodenkapazitäten (in pF) als Funktion der Abstimmspannung.

Da die Diode D<sub>1</sub> aus der Reihe fällt, wurde der Mittelwert für die Diode D<sub>m26</sub> aus den Dioden 2 bis 6 gebildet. Bei früheren Messungen fielen von 10 Dioden zwei aus der Reihe, die Toleranzen der Kapazitäten aus einer Charge sind im allgemeinen relativ gering. Es genügt, wenn man die „Ausreißer“ z.B. bei  $U_{\text{abst.}} = 4$  V sucht und für die weitere Berechnung je einen Mittelwert aus der Anfangs- und Endkapazität der enger tolerierten Dioden bestimmt. Als nächstes ist der Bereich der Abstimmspannung festzulegen. An Hand der nahezu logarithmischen Kennlinie ist zu erkennen, daß sich im oberen Bereich pro Volt nur geringe Kapazitätsänderungen ergeben. Im Bereich kleiner Spannungen sind die Änderungen zwar groß, aber gerade hier ist die Güte der C-Dioden gering. Man muß demzufolge an beiden Grenzwerten ein Optimum suchen.

Setzt man die in Tabelle 2 ermittelten Kapazitätsgrenzen der letzten Spalte für die „mittlere C-Diode“ gerundet auf  $C_a = 25$  pF ( $U_{\text{abst.}} = 8,0$  V) und  $C_e = 492$  pF ( $U_{\text{abst.}} = 1,0$  V), kommt ein Frequenzverhältnis von

$$v = \sqrt{\frac{492 \text{ pF}}{25 \text{ pF}}} = 4,436$$

heraus; d.h. mit  $f_u = 1,0$  MHz muß  $f_o$  dann bei 4,436 MHz liegen, soweit die reine Theorie. In Wirklichkeit sind aber weitere Kapazitäten wirksam, die den Abstimmbereich eingrenzen.

Hier sind zu nennen: Die Kapazität, die durch den Anschluß der Antenne eingebracht wird, dazu kommt die Eingangskapazität von VT1. Nicht zu vernachlässigen sind die Eigenkapazitäten der Spulen und die Kapazitäten des Umschalters sowie der gedruckten Leiterplatte. Alle diese Einflüsse bewirken, daß man selbst bei  $C_p = 0$  ( $C_p =$  „sichtbares“ Parallel-C) mit  $v < 4,436$  zufrieden sein muß.

Werden 2 C-Dioden in kapazitiver Reihenschaltung verwendet, muß neben der Endkapazität auch die Anfangskapazität halbiert werden; rein theoretisch dürfte sich dabei an „v“ nichts ändern, wohl aber in der Praxis. Um diesen Fakt besser erkennen zu können, wird einfach eine grob ermittelte parasitäre Kapazität ( $C^* = 18$  pF) angenommen und das dabei mögliche Frequenzverhältnis 2-fach berechnet.

Fall 1: (CD1 wirksam, CD2 durch C = 100 nF ersetzt)

$$v = \sqrt{\frac{(492 + 18) \text{ pF}}{(25 + 18) \text{ pF}}} = 3,44$$

Fall 2: (CD1 in Reihe mit CD2 wirksam)

$$v = \sqrt{\frac{(246 + 18) \text{ pF}}{(12,5 + 18) \text{ pF}}} = 2,94$$

Beachte: Bei diesen beiden Werten ist noch keine absichtlich gewählte Parallelkapazität dabei; wird eine solche angesetzt, sind die Unterschiede noch deutlicher.

#### ◆ Güteänderung der LC-Kreise durch den C-Diodeneinfluß

Daß man im Gegensatz zu Luft-Drehkondensatoren bei C-Dioden mit einer Verschlechterung der Schwingkreisgüte rechnen muß, ist allgemein bekannt. Ob die Einflüsse bemerkenswert sind oder vernachlässigt werden können, soll durch Versuche ermittelt werden. Obwohl die Vermutung nahe liegt, daß eine feste Parallelkapazität die Kreisgüte nicht oder nur wenig beeinflusst, muß auch dieser Punkt überprüft werden. Die Versuche wurden mit 2 C-Dioden in kapazitiver Reihenschaltung bei  $C_p = 220 \text{ pF}$  und fünf verschiedenen Abstimmspannungen durchgeführt. Die verwendete Testspule (Typ T50-2 rot) hat 35 Windungen; die Signaleinspeisung vom HF-Generator erfolgte an der 4. Windung vom kalten Ende. Der Meß- und Rechenwert der Induktivität stimmt sehr gut überein ( $L_m = L_r = 6,1 \text{ µH}$ ).

Uabst. / V	8,0	6,0	4,0	2,0	1,0
f / MHz	4,00	-	-	-	2,86
Uass / Oszi-Skt.	6,0	6,0	4,8	3,6	3,0
Dämpfung / dB	0	0	- 2	- 4,4	- 6,0

Tabelle 3:  $C_p = 220 \text{ pF}$ ,  $U_a$  = relativer Ausgangspegel, Abstimmung auf Resonanz ( $v = 1,4$ ).

#### Schlußfolgerungen:

1. Es muß gleich zu Anfang entschieden werden, ob mit einer oder mit 2 C-Dioden gearbeitet werden soll; das vorliegende Layout läßt beide Varianten zu.
2. Abstimmspannungen von 6 bis 8 V bringen geringe Kapazitätsänderungen, führen aber zu einer hohen Güte der C-Diode und zu schmalbandigen LC-Kreisen. Im Bereich von  $< 4 \text{ V}$  ist die Kapazitätsänderung in Ordnung, aber die Bedämpfung der Spule von Nachteil.
3. Je nach Anwendungsfall muß man einen optimalen Bereich für die Abstimmspannung und die daraus resultierende Kapazitätsänderung finden. Wird z.B. für eine einzige Spule ein großer Frequenzbereich gewünscht, kann man durchaus bis auf +1 Volt heruntergehen, muß aber Pegelunterschiede von 6 dB und mehr einplanen.
4. Eine feste Parallelkapazität verändert die Schwingkreisgüte kaum, wenn hochwertige Kondensatoren verwendet werden; den entscheidenden Einfluß bringen immer die C-Dioden.
5. Soll je Spule nur ein schmaler Bereich (z.B. ein Amateurfunkband) erfaßt werden, ist es zweckmäßig, die Bandspreizung durch eine Parallelkapazität in Verbindung mit einem verkleinerten Bereich der Abstimmspannung zu kombinieren. Da die Kreisgüte mit kleinen Abstimmspannungen z.T. stark abfällt, kommt nur ein entsprechendes Anheben der unteren Grenze für die Abstimmspannung in Frage.
6. In Industrieschaltungen findet man oft zwei C-Dioden in kapazitiver Reihenschaltung. Diese Lösung hat den Vorteil, daß es bei hohen HF-Pegeln nicht so leicht zu Effekten kommt, die mit der Überlagerung der HF auf den DC-Pegel der Steuerspannung zusammenhängen. Bei einer hohen Steuerspannung ist der Einfluß von ein paar mV HF gering, im umgekehrten Fall kommt es zu einer mehr oder weniger stark ausgeprägten Frequenzmodulation, die natürlich unerwünscht ist.
7. Bei diesem Empfänger kann man durchaus auch mit einer C-Diode zurechtkommen, da ihre DC-Steuerspannung sehr viel größer ist als die am Schwingkreis anliegenden HF-Signale. Für OMs, die gern experimentieren und darüber hinaus auch vergleichende Messungen machen können, bietet das vorliegende Layout die Möglichkeit, mit zwei C-Dioden zu arbeiten. Bei Nutzung einer einzigen C-Diode wird statt CD2 ein keramischer Kondensator von 100 nF eingebaut.

### ◆ Die praktische Auslegung der 3 Eingangskreise

Obwohl jeder OM an Hand der obigen Formeln "seine" LC-Kreise selbst auslegen könnte, wurden einige Beispiele in Form einer Tabelle für einige Frequenzbereiche zusammengestellt. Wird später auf Grund der Bauteil-Toleranzen der erforderliche Abstimmbereich bei den beiden Abstimmspannungen nicht ganz erreicht, kann durch Verkleinerung von  $C_p = C_3$  bzw. durch kleine Veränderungen der Widerstände  $R_6$  und  $R_7$  (siehe Empfänger-Schaltbild) eine Feinkorrektur erfolgen. Wer über einen in weiten Grenzen abstimmbaren HF-Generator und ein LC-Meßgerät verfügt, kann sehr gut einen Vergleich zwischen der Theorie (Vorausberechnung der LC-Kreise) und der tatsächlichen Praxis (Resonanzfindung im gewünschten Bereich) anstellen, andere Nachnutzer müssen – wenn sie nicht gleich von Anbeginn genügend Reserven im Frequenzbereich ansetzen – etwas mehr Zeit für eine experimentelle Optimierung einplanen, weil sich die Toleranzen der Bauteile ungünstig aufaddieren können.

Für die Signaleinkopplung über die Antenne sind 2 Varianten vorgesehen. Hilfsantennen koppelt man über den Trimmer  $C_1$  an den jeweiligen LC-Kreis. Von Nachteil ist die Tatsache, daß mit zunehmender Kapazität von  $C_1$  der Durchstimmbereich – weiter als vorausberechnet – eingeengt wird. Außerdem fangen Hilfsantennen Störungen aus dem heimischen Umfeld auf. Die Signaleinkopplung über die Spulenzapfungen ist speziell für eine Antennenimpedanz von  $50 \Omega$  gedacht.

Für den Anzapfungspunkt der Spule(n) gibt es ein Optimum. Liegt der Anzapfpunkt zu hoch, nimmt die Dämpfung durch die Antenne zu und die Resonanzkurve wird flacher. Legt man die Anzapfung sehr tief, nimmt zwar die Resonanzschärfe zu, es gibt aber Pegelverluste durch Fehlanpassungen; . . . die Antenne als Signalquelle wird zunehmend kurzgeschlossen. Ausgehend von einem  $50 \Omega$  - Antennenanschluß sind Übersetzungsverhältnisse von 8 : 1 bis 15 : 1 brauchbar. Für das Übersetzungsverhältnis gilt:

$$\dot{U} = n_2 / n_1$$

Beachte:  $n_1$  ist die Windungszahl von Masse bis zur Anzapfung für die  $50 \Omega$  - Einspeisung.  $n_2$  zählt von Masse bis zum heißen Ende. Diese Variante wurde wegen der günstigeren Layoutführung gewählt.

Die nachfolgenden Berechnungs-Beispiele gelten für die ersten Musteraufbauten, es werden Varianten mit einer und auch mit zwei C-Dioden berechnet. Die 1. Festlegung betrifft den Bereich der C-Dioden-Steuerspannung, er wird aus folgenden Gründen zu  $U_{\text{Abst.}} = +6 \text{ V}$  bis  $+3,6 \text{ V}$  gewählt:

1. Gemäß Tabelle 2 ist zu erkennen, daß von  $+6 \text{ V}$  bis  $+8 \text{ V}$  nur eine kleine Kapazitätsänderung vorliegt; es wird ein relativ großer Drehwinkel des Abstimmpotis „verschenkt“, wo sich wenig tut.
2. Der untere Wert der Abstimmspannung liegt noch in einem Bereich, wo die Bedämpfung des Schwingkreises durch die C-Diode nur eine untergeordnete Bedeutung hat.
3. Die beiden Grenzwerte lassen sich zusammen mit dem  $10 \text{ k-}$ Abstimmpoti durch übliche Nennwerte für  $R_6$  und  $R_7$  realisieren.

Eine weitere Absenkung des unteren Wertes der Abstimmspannung ist aber nur dann notwendig, wenn ein sehr großer Frequenzbereich in einem Zug abgestimmt werden soll.

Die beiden Grenzwertkapazitäten liegen damit für eine Diode (gerundet) bei  $C_a = 40 \text{ pF}$  und  $C_e = 230 \text{ pF}$ . Die tatsächlich an den Spulen wirksamen Kapazitäten ergeben sich unter Hinzufügung einer parasitären Kapazität ( $C^* = 18 \text{ pF}$ ) und einer „sichtbaren“ festen Parallelkapazität. Ohne eine „sichtbare“ Parallelkapazität wäre ein Frequenzverhältnis von  $v = 2,06$  möglich. Um eine Übersicht zu bekommen, wie sich die verschiedenen Werte für  $C_3$  auswirken, wurden Tabellen mit den wichtigsten Daten bezogen auf eine und zwei C-Dioden angefertigt.

$C_3 / \text{pF}$	$C_a = (C_3 + \underline{20} + 18) \text{ pF}$	$C_e = (C_3 + \underline{115} + 18) \text{ pF}$	$v^2 = C_e / C_a$	$v$
47	85 pF	180 pF	2,117	1,455
100	138 pF	233 pF	1,688	1,299
120	158 pF	253 pF	1,601	1,265
150	188 pF	283 pF	1,505	1,226
180	218 pF	313 pF	1,435	1,198
220	258 pF	353 pF	1,368	1,169
330	368 pF	463 pF	1,258	1,122

Tabelle 4: Frequenzverhältnisse für zwei C-Dioden bei verschiedenen Werten für  $C_3$ .

$C_3 / \text{pF}$	$C_a = (C_3 + 40 + 18) \text{ pF}$	$C_e = (C_3 + 230 + 18) \text{ pF}$	$v^2 = C_e/C_a$	$v$
47	47 + 58 = 105	47 + 248 = 295	2,809	1,676
100	158	348	2,202	1,484
120	178	368	2,067	1,438
150	208	398	1,913	1,383
180	238	428	1,798	1,341
220	278	468	1,683	1,297
330	388	578	1,489	1,220

Tabelle 5: Frequenzverhältnisse für eine C-Diode bei verschiedenen Werten für  $C_3$ .

Fazit: Generell ist es so, daß mit zwei C-Dioden bei gleicher Parallelkapazität kleinere Frequenzbereiche erfaßt werden, das ist für die schmalen Afu-Bereiche sogar erwünscht. Ein echter Nachteil ist es aber trotzdem nicht, weil bei einer C-Diode durch eine vergrößerte Parallelkapazität der gleiche Effekt erreicht werden kann. Bei der C-Dioden-Abstimmung im Empfängereingang ist eine einzige Diode im allgemeinen aus-reichend, wenn der untere Wert der DC-Abstimmspannung bei  $\geq 1 \text{ V}$  liegt. In Oszillatorschaltungen, wo hohe HF-Pegel auch mit kleinen Abstimmspannungen zusammentreffen können, sind zwei C-Dioden die bessere Wahl.

Die Anwendung dieser Tabellen ist denkbar einfach:

- (1) Zunächst muß entschieden werden, ob mit einer oder mit zwei C-Dioden gearbeitet werden soll.
- (2) Man vergleicht das gewünschte Frequenzverhältnis der zugehörigen Tabelle mit den möglichen Werten und sucht sich einen passenden Wert für „v“ heraus.
- (3) Die untere Grenzfrequenz wird vorgegeben und die obere berechnet:  $f_o = f_u \cdot v$
- (4) Mit dem „mini-Ringkernrechner“ geht es nun weiter, aus den Daten für  $f_u$  und  $C_e$  folgt die Induktivität und mit einem ausgesuchten Ringkern schließlich die notwendige Windungszahl.

Hinweis:

Die höheren Parallelkapazitäten ( $C_3$ ) kommen überwiegend für niedrige Frequenzen in Frage, bei 30 MHz sind Werte von 100 pF schon fast zu hoch.

Beispiel: Es soll bezogen auf die Kapazitätswerte nach Tabelle 4 eine Vorkreissspule für den Frequenzbereich von  $f_u = 3,4 \text{ MHz}$  bis  $f_o = 3,9 \text{ MHz}$  ausgelegt werden. Das notwendige Frequenzverhältnis liegt damit bei  $3,9 \text{ MHz} / 3,4 \text{ MHz} = 1,147$ . Hierzu würde  $v = 1,169$  nach Zeile 6 / Tabelle 4 passen.

Das „f LC“-Menü des Ringkernrechners liefert mit  $C_e = 353 \text{ pF}$  und  $f_u = 3,4 \text{ MHz}$  eine Induktivität der Spule von  $L = 6,207 \text{ } \mu\text{H}$ . Auf einen Ringkern des Typs T50-6 (gelb) sind dazu 39 Windungen aufzubringen.

Mit der gleichen Induktivität erhält man bei  $C_a = 258 \text{ pF}$  eine obere Grenzfrequenz von 3,977 MHz, der geforderte Wert von 3,9 MHz wird geringfügig überschritten.

Für die anderen Spulen geht man sinngemäß vor, die Tabellen 6 und 7 zeigen weitere Beispiele.

$f_u / \text{MHz}$	$f_o / \text{MHz}$	$C_3 / \text{pF}$	$L / \text{ } \mu\text{H}$	Spule	$n_2$	$n_1$	Draht $\varnothing / \text{mm}$
3,4	3,9	220	6,2	T50-6 (gelb)	39	4 (3)	0,35
5,8	7,5	100	3,23	T50-6 (gelb)	28	3	0,4
9,9	14,4	47	1,44	T50-6 (gelb)	19	2	0,4

Tabelle 6: Ringkernspulen für ausgewählte Frequenzbereiche, Abstimmung mit zwei C-Dioden.

Bei diesen Berechnungen ist zu beachten, daß am heißen Ende der Spule neben der parasitären Kapazität von 18 pF keine weitere Belastung vorliegt; d.h. C1 steht auf der kleinstmöglichen Kapazität. Wird über C1 eine Behelfsantenne angekoppelt, wirkt an dieser Stelle eine höhere Kapazität als zunächst angenommen und der gewünschte Frequenzbereich wird nicht ganz erreicht. Falls dieser Einfluß stört, muß mit einer kleineren Parallelkapazität neu gerechnet werden.

Soll mit 3 Spulen ein möglichst großer Frequenzbereich lückenlos erfaßt werden, muß man bei dem oben vorgegebenen Bereich von  $U_{\text{Abst.}} = + 6 \text{ V}$  bis  $+ 3,6 \text{ V}$  mit einer einzigen C-Diode und einer kleinen Parallelkapazität arbeiten. Tabelle 7 zeigt dazu die rechnerischen Werte.

fu / MHz	fo / MHz	C <sub>3</sub> / pF	L / µH	Spule	n <sub>2</sub>	n <sub>1</sub>	Draht Ø / mm
3,4	5,7	47	7,43	T50-6 (gelb)	39	4 (3)	0,35
5,6	9,4	47	2,74	T50-6 (gelb)	24	2	0,4
9,3	15,6	47	0,993	T50-6 (gelb)	14	2 (1)	0,4

Tabelle 7: Ringkernspulen für durchgehende Frequenzbereiche, Abstimmung mit einer C-Diode.

Die Drahtstärken können evtl. noch geringfügig geändert werden; endgültige Werte wird es geben, wenn die verschiedensten Spulen erprobt sind.

Nach diesem Prinzip lassen sich natürlich auch andere Abstimmspannungen mit den dazugehörigen Kapazitäten ansetzen. Für die sichtbare Parallelkapazität C<sub>3</sub> wurden zunächst nur Standardkapazitätswerte angesetzt. Im Layout sind für C3a und C3b je 2 Plätze für Parallel-Kondensatoren vorgesehen; man könnte demzufolge auch mit unüblichen Kapazitäten arbeiten bzw. wegen zu großer Toleranzen auch nachträglich Korrekturen für die Frequenzbereiche durchführen.

## TOSHIBA 1SV149

TEST CONDITION (f = 1MHz, Ta = 25°C) Table 1: Capacitance: pF

No.	C <sub>1V</sub>	C <sub>3V</sub>	C <sub>5V</sub>	C <sub>8V</sub>
1	438.0 ~ 448.9	140.00 ~ 143.51	55.00 ~ 56.37	20.00 ~ 20.50
2	446.7 ~ 457.9	142.81 ~ 146.38	56.09 ~ 57.49	20.40 ~ 20.91
3	455.7 ~ 467.0	145.66 ~ 149.31	57.21 ~ 58.64	20.81 ~ 21.33
4	464.8 ~ 476.3	148.57 ~ 152.29	58.36 ~ 59.81	21.23 ~ 21.76
5	474.1 ~ 485.9	151.55 ~ 155.34	59.53 ~ 61.01	21.66 ~ 22.19
6	483.5 ~ 495.6	154.58 ~ 158.45	60.71 ~ 62.23	22.09 ~ 22.63
7	493.2 ~ 505.5	157.67 ~ 161.6	61.93 ~ 63.47	22.53 ~ 23.08
8	503.1 ~ 515.6	160.8 ~ 164.8	63.17 ~ 64.75	22.98 ~ 23.54
9	513.2 ~ 526.0	164.0 ~ 168.1	64.43 ~ 66.04	23.44 ~ 24.01
10	523.4 ~ 536.5	167.3 ~ 171.5	65.72 ~ 67.36	23.91 ~ 24.50

Tabelle 8: Mögliche Toleranzen der C-Diode 1SV149 nach Firmenangaben.