

Heidi EGGENHOFER

# Breitband - Frontend für ein Quadrupol - Resonanzspektroskop

Diplomarbeit



Institut für Medizintechnik  
Technische Universität Graz  
Kronesgasse 5, A - 8010 Graz

Vorstand: Univ.-Prof.Dipl.-Ing.Dr.techn. Rudolf Stollberger

Betreuer: Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Scharfetter Hermann

Begutachter: Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Scharfetter Hermann

Graz, (Februar, 2013)

## Statutory Declaration

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources/resources, and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

Graz, \_\_\_\_\_  
Date Signature

## Eidesstattliche Erklärung<sup>1</sup>

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am \_\_\_\_\_  
Datum Unterschrift

---

<sup>1</sup>Beschluss der Curricula-Kommission für Bachelor-, Master- und Diplomstudien vom 10.11.2008; Genehmigung des Senates am 1.12.2008

# Breitband - Frontend für ein Quadrupol - Resonanzspektroskop

## Zusammenfassung

Das Frontend für ein Quadrupolresonanzspektrometer für die Vermessung chemischer Komponenten sollte erstellt werden. Zur Anregung des Quadrupoleffekts benötigt man ein starkes homogenes Magnetfeld im Radiofrequenzbereich. Dieses erzeugt eine Spule, die möglichst induktivitätsarm ist. Eine gap-loop Spule wurde als beste Möglichkeit ausgewählt, ein homogenes Magnetfeld in einem relativ großem Volumen zu erzeugen. Zur Erzeugung des hohen Stroms, der für das Magnetfeld notwendig ist, wurde eine Exponentialleitung mit binominaler Stufung der Transformationsglieder entworfen. Die einzelnen Glieder der idealen Transformationsleitung wurden jeweils mit den Gliedern einer Transformationsleitung mit realen Gliedern verglichen und die vorgegebenen Bauteilwerte mit Microstripbauteilen kombiniert, um die Transformationseigenschaften möglichst exakt nachbilden zu können. Die Exponentialleitung wurde, unter Berücksichtigung der Leitungslängen zwischen den Bauteilen, in einem Layout umgesetzt. Ein Prototyp wurde gefertigt, bestückt und der Eingangsreflexionsfaktor  $S_{11}$  gemessen.

Zur Umschaltung zwischen Anregung und Messung wurde ein Sende - Empfangsschalter, *transmit-receive-switch* mit PIN - Dioden entworfen, der als zusätzlichen Schutz für den empfindlichen Eingang eines Messgeräts, eine PIN Limiter Schaltung enthält. Liegt ein HF - Signal mit zu hoher Leistung an der PIN Limiter Schaltung an, so wird diese leitend und reflektiert das eingestrahlte Signal zurück zu seinem Ursprung.

Die Exponentialleitung konnte so getrimmt werden, dass der Eingangsreflexionsfaktor  $-20dB$  für eine Bandbreite von ca.  $50MHz$ , betrug. Die Verwendung von Microstripbauteilen führte zu einer verbesserten Anpassung. Der Eingang des Messgeräts konnte wirksam von vor unerwünschten Hochspannungssignalpegeln geschützt werden, nur die Schaltpegel der Ansteuerung des *transmit-receive-switch* erzeugen unerwünschte Spannungsspitzen während des Messfensters.

## Schlüsselwörter

Quadrupolresonanz; Exponentialleitung; PIN - Diode; binomische Stufung; Streifenleiter; PIN Limiter

# Broadband front end for a quadrupole resonance spectrometer

## Abstract

The front end for a quadrupole resonance spectrometer was designed for the characterization of a chemical component. To stimulate the quadrupole resonance signal, a strong homogeneous magnetic RF field is needed. This field is to be generated in a special coil, which needs to have a very small inductance. A gap-loop coil was selected as the best way for a homogeneous magnetic field to be generated in a relatively large volume. To supply the necessary high current over a wide bandwidth, an exponential transmission line was developed. The line impedance follows a geometrical progression. The whole ideal transmission line was subdivided into single  $\lambda/4$ -transformers, which were compared with real  $\lambda/4$ -transformers. The real  $\lambda/4$ -transformers were created with specified component values and connected with microstrip components. The aim was to optimize the properties of the real exponential line. After properly designing the PCB a prototype was manufactured, assembled and the  $S_{11}$  - parameter, the input port voltage reflection coefficient, was measured.

To separate the high power excitation pulse (100W) from the receiver, a transmit-receive-switch was designed. Therefore PIN diodes were used. A particularly good protection of the sensitive input port of the measuring instrument was provided by a self biasing PIN limiter circuit. If a high energy RF - signal tries to pass through the input port of the measuring instrument, its energy forces the PIN limiter diode to conduct and most of the incident signal is reflected back to its source.

The reflection coefficient of the prototype remains below  $-20dB$  for a bandwidth of about  $50MHz$ . The use of the microstrip components leads to an improved matching. The input port of the measuring instrument could effectively be protected against unwanted high voltage signals.

## Keywords

nuclear quadrupole resonance; matching transformers; PIN Diode; binomial transmission line; microstrip; self bias pin limiter design; transmit receive switch

# Inhaltsverzeichnis

<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>6</b>
<b>1 Einleitung und Aufgabenstellung</b>	<b>8</b>
<b>2 Vorgaben</b>	<b>10</b>
<b>3 Grundlagen der Quadrupolresonanzspektroskopie</b>	<b>12</b>
3.1 Das Quadrupolsignal . . . . .	16
<b>4 Exponentialleitung</b>	<b>17</b>
4.1 Berechnung der Exponentialleitung mit binomischer Stufung . . . . .	19
4.2 Microstripline und Microstripbauteile . . . . .	20
4.2.1 Geschirmte Microstripline . . . . .	20
4.2.2 Ausführung einer Kapazität als interdigitale Kapazität . . . . .	22
4.3 Simulation der Exponentialleitung . . . . .	25
4.4 Simulation der Exponentialleitung mit realen Bauteilen . . . . .	27
4.5 Zusammenschaltung der einzelnen Glieder und Erstellung des Layouts	32
4.6 Fertigung des Prototypen . . . . .	34
<b>5 Design der Probespule</b>	<b>37</b>
5.1 Designparameter für NMR - Spulen . . . . .	37
5.2 Design der Probespule als loop-gap Spule . . . . .	38

<i>INHALTSVERZEICHNIS</i>	5
<b>6 Transmit/Receive Switch</b>	<b>41</b>
6.1 Auswahl der PIN - Dioden . . . . .	41
6.2 High Power Transmit/Receive Switch . . . . .	45
6.3 Realisierung des Transmit/Receive Switch . . . . .	46
6.3.1 PIN Limiter Diode als Empfängerschutzschaltung . . . . .	48
6.4 Simulation mit Exponentialleitung . . . . .	51
<b>7 Ergebnisse</b>	<b>55</b>
<b>8 Diskussion</b>	<b>61</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>65</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>71</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>72</b>
<b>Anhang A: Realisierte Exponentialline</b>	<b>73</b>
<b>Anhang B: Datenblätter</b>	<b>82</b>

# Abkürzungsverzeichnis

<b>NQR</b>	Quadrupolresonanzspektroskopie
<b>NMR</b>	Magnetresonanztomographie
<b>NWA</b>	Netzwerkanalysator
<b>PA</b>	Power Amplifier
<b>RF</b>	Radio frequency
<b>HF</b>	Hochfrequenz
<b>VHF</b>	Frequenzband: Very High Frequency
<b>Tx</b>	Transmit
<b>Rx</b>	Receive
<b>Q</b>	Quadrupolmoment
$\vec{I}$	Kernspinimpuls
$\vec{\mu}$	magnetisches Moment
$\gamma$	gyromagnetische Konstante
$\omega_0, \omega_L$	Larmorfrequenz
$\omega_Q$	quadrupole Kopplung
<b>CaJ<sub>2</sub></b>	Calciumiodid
<b>e</b>	Einheitsladung
$V_p$	Scheitelwert oder Amplitude der Wechselspannung
$A_p$	Scheitelwert oder Amplitude des Wechselstroms
$V_{eff}$	Effektivwert der Wechselspannung
$A_{eff}$	Effektivwert des Wechselstroms
<b>DC</b>	direct current / Gleichspannung
<b>ADS</b>	Advanced Design System
<b>TL</b>	Transmissionline
<b>SNR</b>	Signal to noise ratio
<b>DCB</b>	DC block
<b>DCF</b>	DC feed

<b>PCB</b>	printed circuit board
<b>MICAP</b>	Microstripkapazität
<b>MRIND</b>	Microstripinduktivität
<b>TEM</b>	Transversalelektromagnetisch
$h$	Planksches Wirkumsquantum
$\omega$	Kreisfrequenz
$B$	Feldstärke
$\hbar$	Reduziertes Planksches Wirkumsquantum
$\varphi$	Flipwinkel
$\tau$	Anregungsdauer
$N$	Teilchendichte
$V_{Pr}$	Volumen der Probe
$V_{Sp}$	Volumen der Spule
$G$	Molmasse für ein Mol eines Stoffes
$N_a$	Lohschmidtsche Zahl
$\rho$	Dichte von $\text{CaJ}_2$
$f$	Frequenz
$k$	Boltzmannkonstante
$T$	Temperatur
$\eta$	Füllfaktor
$U$	Induzierte Spannung
$P$	Leistung
$Z_i$	Widerstand
$\lambda$	Wellenlänge
$S_{ij}$	Streuparameter
$t$	Transformationsverhältnis
$\varepsilon_R$	Dielektrizitätskonstante
$l$	Leitungslänge
$\Phi$	Magnetischer Fluss
$\theta_j$	Thermischer Widerstand
<b>RLZ</b>	Raumladungszone
<b>IL</b>	Insertion Loss
$\mu_0$	Magnetische Feldkonstante
$\varepsilon_0$	Elektrische Feldkonstante



# Kapitel 1

## Einleitung und Aufgabenstellung

Die Quadrupolresonanzspektroskopie, im folgenden als NQR bezeichnet, ist ein Messverfahren ähnlich der Magnetresonanztomographie NMR. In der Chemie wird die NQR sehr häufig als analytisches Verfahren eingesetzt. Es kann damit das Spektrum eines chemischen Stoffes, der ein Quadrupolmoment besitzt, dargestellt werden. Mit der NQR können Festkörper untersucht werden, im Vergleich zur NMR wird dazu aber kein statisches Anregungsfeld benötigt.

Die NQR ist im Vergleich zur NMR nicht so weit verbreitet, deswegen existieren dafür nur wenige Messgeräte. Ziel dieser Arbeit ist es, mit vorhandenen Messgeräten und Signalerzeugern einen Messaufbau zu erstellen, der mit den zu erstellenden Erweiterungen eine Messung eines Quadrupolresonanzsignals ermöglicht. Als Referenz soll das Spektrum von Calciumiodid nachgewiesen werden. Die zu vermessende Probe enthält Calciumiodid, das durch die Isotopeneigenschaften des enthaltenen Jods ein messbares Signal bei einer Frequenz von 129 MHz erzeugt.

Die bereits vorhandenen Geräte sind ein Frequenzgenerator, als Main Clock verwendet und ein HF - Puls Generator zur Steuerung der Pulsdauer. Der Netzwerkanalysator, im folgenden auch mit NWA bezeichnet, dient zur HF - Signal Erzeugung, sowie als auch zur Messung des Quadrupolsignals. Der Power Amplifier, kurz PA, verstärkt das erzeugte HF - Signal. Das Oszilloskop dient zur zusätzlichen Signaldarstellung. Die Sende - Empfangssteuerung, die Transmit-Receive Einheit und die Exponentialleitung, zur Breitbandanpassung des anregenden Signals, sollen erstellt werden. Die Induktivität, in der das erforderliche Feld für die Messung erzeugt wird, ist Teil der Exponentialleitung.

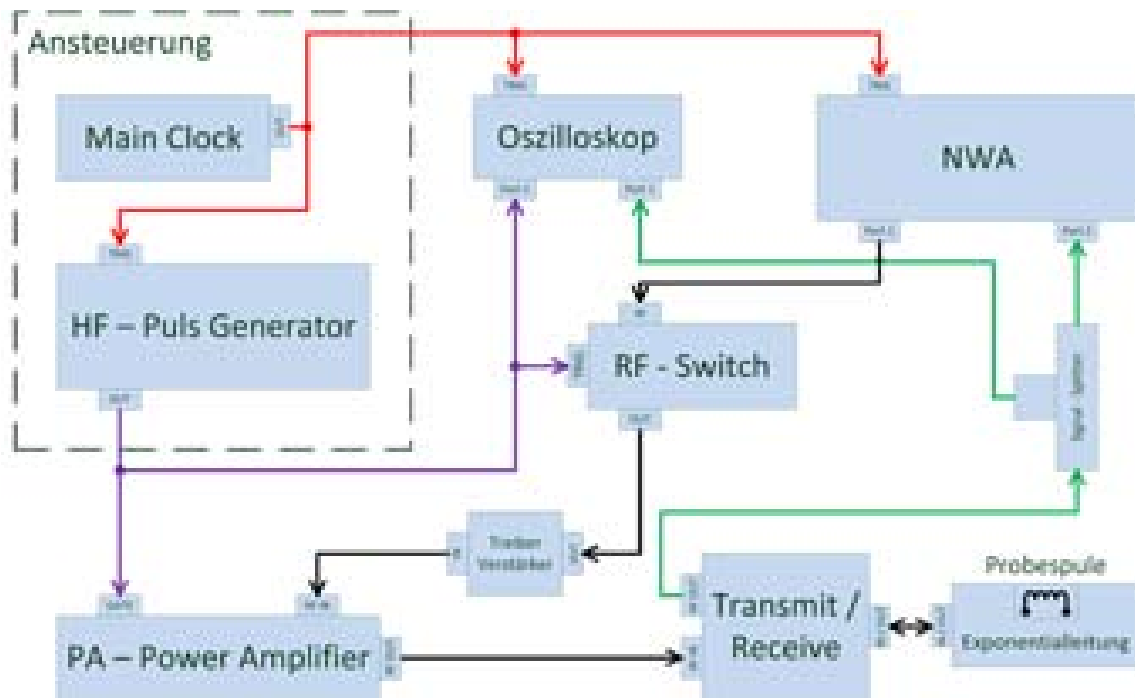


Abbildung 1: Grundsätzliche Anordnung der Komponenten

Der grundsätzliche Ablauf einer Messung ist folgender:

Das Steuerelement (Main Clock) triggert den Pulsgenerator und den Netzwerkanalysator. Die Pulse des Pulsgenerators liegen am Gate des Power Amplifier und am Oszilloskop zur Triggerung dessen an. Während der PA ein Signal am Gate - Eingang anliegen hat, verstärkt er das am RF IN - Eingang anliegende HF - Signal, das vom NWA an Port 1 erzeugt wird. Der damit erzeugte Hochfrequenz (HF) - Impuls wird im Anregungsfall über die Transmit-Receive Einheit, TxRx auf die Exponentialleitung durchgeschaltet. Diese dient zur Transformation der hohen Spannung in einen hohen Strom. Der Strom erzeugt in der sogenannten Probespule, in der die zu messende Probe platziert wird, ein Magnetfeld (gefordert ca.  $0,3 - 0,4mT$ ) zur Anregung des Quadrupolresonanzeffektes.

Nach erfolgter Anregung (Anregungsdauer bis zu  $100\mu s$ ) wird die anregende HF sicher abgeschaltet und der Empfangspfad (Receive - Pfad) freigeschaltet. Das Messsignal soll vom Port 2 des NWA detektiert werden.

# Kapitel 2

## Vorgaben

Wie in der Einleitung beschrieben, soll aus den vorhandenen Signalquellen und Messgeräten eine Applikation zur Festkörperspektroskopie aufgebaut werden. Testweise wurde die Zusammenschaltung der einzelnen Komponenten ausprobiert. Anstelle der Transmit-Receive Einheit, (*transmit-receive-switch*) und der Exponentialleitung wurde ein Leistungswiderstand mit  $50\Omega/100W$  zur Terminierung verwendet. Die rot eingefärbten Komponenten sollten erstellt werden, bzw. die Dummyload durch eine Breitband - Probspule ersetzt werden.

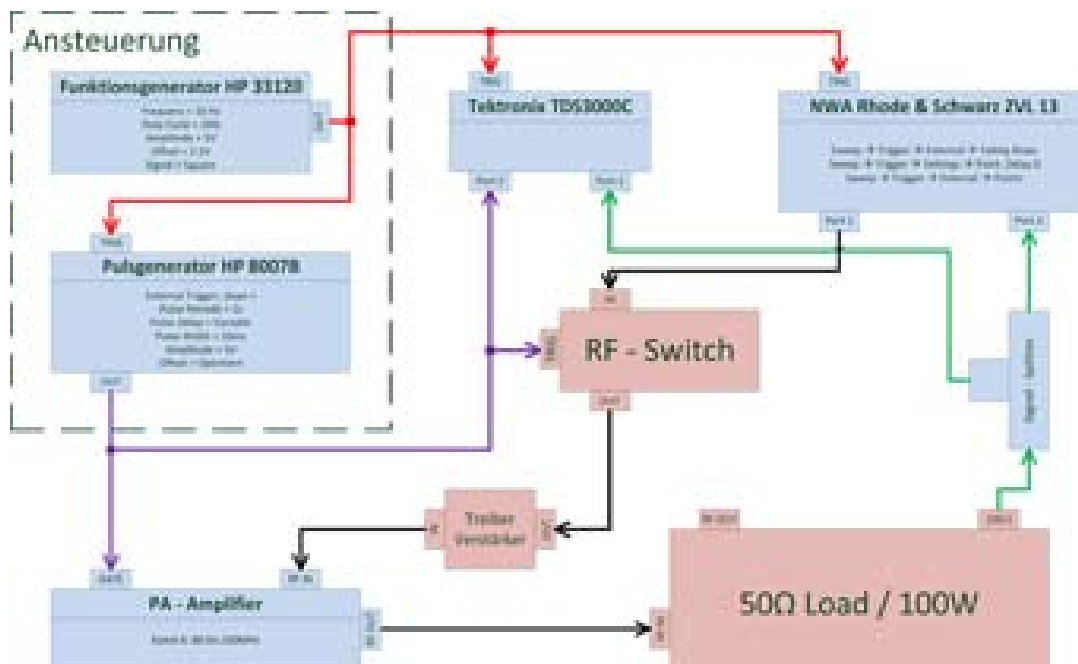


Abbildung 2: Messaufbau mit Dummyload

Der Frequenzgenerator HP33120 (Agilent Technologies Inc., Santa Clara, USA) triggerte einen Pulsgenerator HP8007 (Agilent Technologies Inc., Santa Clara, USA). Dieser lieferte maximal einen Puls pro Sekunde mit einer Pulsdauer von  $10\text{ms}$ . Die Verzögerungszeit (delay) konnte variabel eingestellt werden. Dieser  $10\text{ms}$  Puls triggerte einerseits den Netzwerkanalysator ZVL 13 (Rhode & Schwarz GmbH & Co. KG, München, Deutschland) und lag auch am Gate des Power Amplifiers an, damit dieser sein HF - Eingangssignal auf maximal  $100\text{W}$  (effektiv) verstärken und am Ausgang bereitstellen konnte. Gleichzeitig wurde der Puls des Pulsgenerators über einen Spannungsteiler zum Schalten des RF - Switches verwendet. Der RF - Switch schaltete den HF - Sweep des NWA auf den Power Amplifier PA durch. Der so generierte HF - Puls wurde in die  $50\Omega$  Last eingespeist. Diese besitzt zu Messzwecken einen 100:1 spannungsgeteilten Ausgang. Das Signal dieses Ausgangs wurde über ein T-Stück gesplittet und am Port 2 des NWA zur Auswertung, sowie am Oszilloskop zur Darstellung, angelegt.

Der Power Amplifier PA bietet auf seinem Kanal A eine Leistungsbandbreite von 80-135MHz. Werden am Gate 5V Pulse angelegt, so erhält man max.  $10\text{ms}$  lange HF - Pulse. Es sind beliebig kürzere Pulse möglich, dazu muss allerdings das Control-Pin für Kanal A am Sub-D-25 Stecker deaktiviert werden, sonst arbeitet der PA im *continuous wave* - Mode. Die Datenerfassung am NWA wird verzögert nach dem Triggersignal aktiviert. Die HF am Port 1 liegt allerdings schon vor der Triggerflanke an. Die Besonderheit ist, dass die neue Frequenz bereits weniger als  $1\text{ms}$  nach Ende der Akquisitionszeit anliegt. Damit kann theoretisch eine Messwiederholungszeit von unter  $1\text{ms}$  erreicht werden.

# Kapitel 3

## Grundlagen der Quadrupolresonanzspektroskopie

Mittels der Kernresonanzspektroskopie können die Eigenschaften von Molekülen, welche Atomkerne mit einem Kernspin  $\vec{I} \neq 0$  besitzen, untersucht werden. Damit sich ein Gesamtkernspin ausbilden kann, muss eine der folgenden Bedingungen erfüllt sein: Entweder liegt eine ungerade Anzahl von Protonen und Neutronen im Atomkern vor, dann ist der resultierende Kernspin  $\vec{I} = 1$ . Oder die Anzahl der Protonen oder die der Neutronen muss ungerade sein. Daraus ergibt sich dann ein Kernspin von  $\vec{I} = 1/2$ .

Das Messsignal für die NMR ergibt sich aus magnetischen Wechselwirkungen der Kernspins. Für die Messung eines Quadrupolmoments muss der resultierende Kernspin jedoch  $\vec{I} \geq 1$  sein. Für Jod ( $^{127}\text{I}$ ) beträgt der Kernspin  $\vec{I} = 5/2$ . Dadurch ergibt sich eine nicht kugelsymmetrischen Ladungsverteilung am Kern. Durch die asymmetrische Ladungsverteilung bilden sich elektrische Pole aus, dadurch entsteht ein elektrisches Feld, dass in Wechselwirkung mit einem angelegten äußeren elektrischem Feldgradienten tritt. Dadurch besitzen diese Atomkerne zusätzlich noch ein elektrisches Quadrupolmoment  $Q$ , welches die Resonanzfrequenzen in der kernmagnetischen Resonanz beeinflusst.

Bei bekannter Ladungsverteilung des Kerns gibt das skalare Quadrupolmoment an, wie stark die Atomhülle von der Kugelform abweicht, also gequetscht oder auseinandergezogen ist.

$$eQ = \int \rho(3z^2 - r^2) dt \quad (1)$$

Die z - Achse verläuft entlang der axialen Symmetrieachse, e ist die Einheitsladung und  $\rho$  gibt die nukleare Ladungsdichte als eine Funktion des Ortes an. Der Wert für das skalare Quadrupolmoment kann berechnet oder experimentell ermittelt werden.

Für  $^{127}\text{I}$  beträgt das skalare Quadrupolmoment  $Q = -0,7 \cdot 10^{-24} \text{ cm}^2$ . Bei einer kugelsymmetrischen Ladungsverteilung wäre das skalare Quadrupolmoment null [31]. Die Ladungsverteilung am Kern ist axialsymmetrisch und weist in die gleiche Richtung, wie der Kerndrehimpuls und wie das magnetische Dipolmoment.

$$\vec{\mu} = \frac{\gamma \cdot h \cdot \vec{I}}{2\pi} \quad (2)$$

Da der Kernspin nur gequantelte Werte annehmen kann, ist auch das daraus resultierende magnetische Dipolmoment gequantelt.

$$|\vec{\mu}| = \frac{\gamma \cdot h \cdot \sqrt{I(I+1)}}{2\pi} \quad (3)$$

Ohne äußeres Magnetfeld rotieren die Spins der Atome um ihre eigene Achse in zufallsverteilter Richtung, die Magnetisierungsvektoren heben sich dadurch auf. Durch Anlegen eines äußeren Magnetfeldes  $B_0$  erfolgt eine Ausrichtung in Richtung des äußeren Feldes, d.h. die Energie des äußeren Magnetfeldes wird absorbiert und es erfolgt ein Übergang in einen diskreten Energieniveaustand (Abb. 3).

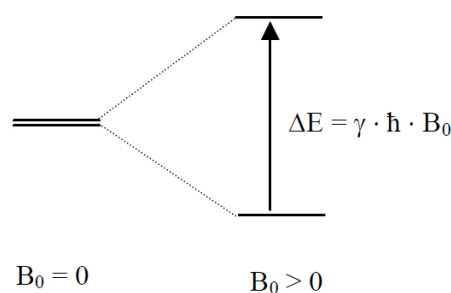


Abbildung 3: Diskrete Energieniveaustände [30]

Dieser erste Übergang in einen diskreten Energieniveaustand durch das Anlegen eines externen Magnetfeldes wird als Zeeman - Wechselwirkung beschrieben. Dies ist auch der Effekt, der bei der klassischen NMR zur Signalgewinnung ausgenutzt wird. Die Höhen der Energieniveaus sind proportional der Larmorfrequenz  $\omega_0$ , die

über die gyromagnetischen Konstante  $\gamma$  der Atomkerne mit der anregenden magnetischen Feldstärke verknüpft ist.

$$\omega_0 = \gamma \cdot B_0 \quad (4)$$

Zudem ergeben sich für Atomkerne, die ein Quadrupolmoment ausbilden können, weitere Energieniveauübergänge erster und zweiter Ordnung. Das  $\omega_Q$  gibt die quadrupole Kopplung an [11]. Die Herleitung ist in [11],[31] und [30] ersichtlich. Das Bild 4 zeigt die Energieniveauübergänge für ein Atom mit einem Kernspin von  $\vec{I} = 3/2$ . Die Larmorfrequenz wird im Bild mit  $\omega_L$  bezeichnet, in dieser Arbeit mit  $\omega_0$ . Der Effekt der mehrfachen Energieniveauübergänge führt in der klassischen NMR zu einer Verbreiterung des Signalimpulses und ist dort unerwünscht.

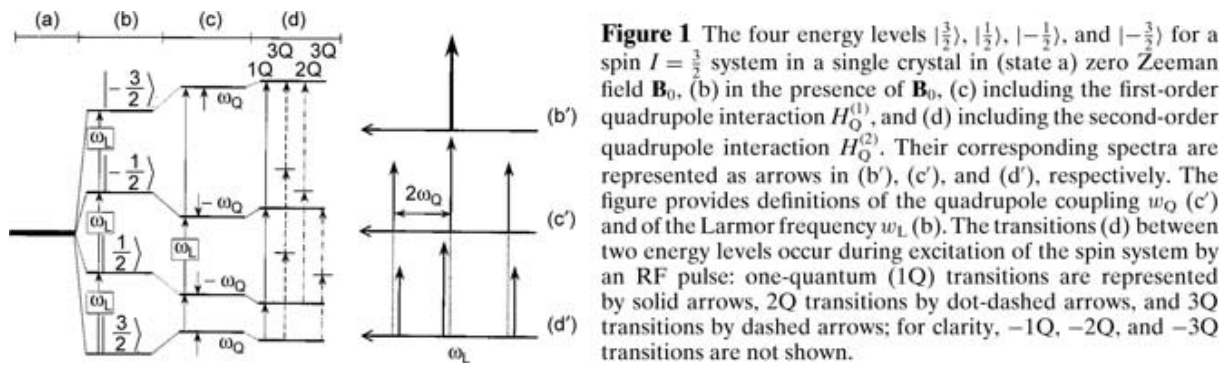


Abbildung 4: Mehrfacher Übergang der Energieniveaustände für ein Atom mit einem Kernspin von  $\vec{I} = 3/2$  [11]

Weiters führt der Kernspin eine Präzession um die Feldrichtung mit der Larmorfrequenz  $\omega_0$  aus [30], die transversale Komponente rotiert somit um die Richtung des statischen Magnetfeldes.

$$\Delta E = \frac{\gamma \cdot h \cdot B_0}{2\pi} \quad \omega_0 = \gamma \cdot B_0 \quad (5)$$

Aus diesen beiden Bedingungen erhält man die Resonanzbedingung, bei dieser kann ein Energieübergang zwischen zwei diskreten Energiezuständen erreicht werden[17].

$\hbar$  bezeichnet das reduzierte Plancksche Wirkungsquantum, dies berechnet sich aus  $\hbar = h/2\pi$ , ( $h \approx 6,626 \cdot 10^{-34} \text{ Js}$ )

$$\Delta E = \frac{h}{2\pi} \cdot \omega_0 \quad (6)$$

Ohne äußeres Magnetfeld rotieren die Spins um ihre eigene Achse in beliebiger Richtung. Wird mit einem äußeren Magnetfeld  $B_0$  angeregt, so richtet sich ein Teil der Spins in Richtung des äußeren Magnetfeldes aus und es ergibt sich ein Summenmagnetisierungsvektor. Durch die Änderung des magnetischen Flusses in der Transversalebene wird eine Spannung induziert, welche messtechnisch erfasst werden kann.

Aus der Anregungsdauer  $\tau$  und dem eingestrahlenen Magnetfeld  $B_0$  ergibt sich der Flipwinkel  $\varphi$ . Das anregende Magnetfeld soll möglichst homogen sein. Durch Inhomogenitäten im anregenden Feld ergeben sich nicht einheitliche Flipwinkel und damit eine geringere transversale Magnetisierung [15].

Aus dem gewünschten Flipwinkel und der Anregungsdauer wird die benötigte Feldstärke des anregenden Magnetfeldes berechnet. Der Flipwinkel kann zum Beispiel  $30^\circ$ ,  $60^\circ$  oder  $90^\circ$  betragen.

Das Quadrupolsignal relaxiert allerdings sehr schnell, deswegen sollte man mit der Pulsdauer für die Anregung unter  $100\mu s$  bleiben.

$$\varphi = 2\pi \cdot \gamma \cdot B_0 \cdot \tau \cdot \sqrt{3} \quad (7)$$

Für einen Flipwinkel von  $90^\circ$ , das entspricht  $\pi/2$ , errechnet sich die Feldstärke wie folgt:

$$B_0 = \frac{1}{4 \cdot \gamma \cdot \tau \cdot \sqrt{3}} \quad (8)$$

Die gyromagnetische Konstante  $\gamma$  für Calciumiodid ( $\text{CaI}_2$ ) beträgt  $8.51\text{MHz}/T$ , die Anregungspulsdauer  $\tau$  wurde mit  $50\mu s$  festgelegt.

Daraus ergibt sich, dass für diese Auslenkung eine Feldstärke  $B_0$  von  $0.34\text{mT}$  erzielt werden muss.



### 3.1 Das Quadrupolsignal

Das Quadrupolsignal ist die, durch die magnetischen Momente, welche in der Transversalebene rotieren, induzierte Spannung. Von dem zu vermessenden Probevolumen wird die Teilchendichte berechnet.

$$N = \frac{N_a \cdot V_{Pr} \cdot \rho}{G} \quad (9)$$

Die Teilchendichte  $N$  berechnet sich aus dem Volumen der Probe  $V_{Pr}$ . Damit kann das Quadrupolsignal für einen voll ausgerichteten Kristall errechnet werden.

$$U = \frac{\sqrt{3} \cdot \gamma \cdot f^2 \cdot h^2}{4kT} \cdot N \cdot \eta \cdot V_{Sp} \cdot \sin(\varphi) \quad (10)$$

Das Volumen  $V_{Pr}$  kann maximal dem Volumen der Spule  $V_{Sp}$  entsprechen, bei einem Füllfaktor  $\eta$  von 100%. Die Berechnung des Flipwinkels  $\varphi$  wurde im Kapitel 3 beschrieben. Unter der idealen Bedingung von einem Probevolumen von  $1\text{cm}^3$  und einem ebensogroßen Spulenvolumen ergibt sich eine induzierte Spannung  $U = 5.318\mu\text{V}$ .

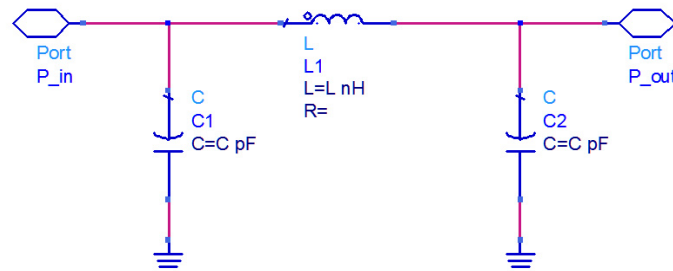
# Kapitel 4

## Exponentialleitung

Bei dem gegebenen Ausgangswiderstand des PA von  $Z_0 = 50\Omega$  kann dieser bei einer Leistung von  $P = 100W$  maximal einen Strom von  $1.4A$  zur Verfügung stellen. In Kapitel 3 wurde berechnet, dass für die Signalanregung mindestens eine magnetische Flußdichte von  $B_0 = 0,34mT$  notwendig ist. Um in der Probespule, bei vorgegebener Induktivität, diese Feldstärke erreichen zu können, ist ein Strom von mindestens  $2,94A$ , der die Probespule durchfließt, nötig. Die Stromerhöhung erfolgt durch eine Impedanztransformation. Zur Erreichung einer Breitbandanpassung wird dazu eine mehrstufige Exponentialleitung verwendet, dies ist eine Leitung mit exponentieller Stufung der Wellenwiderstände.

### Impedanztransformation mit Reaktanzvierpolen

Eine breitbandige Anpassung des Ausgangswiderstandes  $Z_0 = 50\Omega$  an einen geringen Widerstand, z.B.  $5\Omega$ , kann durch eine Hintereinanderschaltung von  $\lambda/4$  - Leitungsstücken erreicht werden. Diese Leitungsstücke entsprechen Reaktanzvierpolen, die bei einer Mittenfrequenz  $f_m$  die Widerstandswerte exakt und in einer gewissen Bandbreite näherungsweise transformieren. Aus der Verwendung von Reaktanzvierpolen mit mehr als zwei Reaktanzen ergeben sich mehr Freiheitsgrade für die Beeinflussung der Bandbreite. Sie erlauben zudem eine günstigere Auswahl der Bauteile für die praktische Realisierung. Die Leitungsnachbildung wird in diesem Frequenzbereich mit diskreten Bauteilen (*lumped elements*) ausgeführt.

Abbildung 5:  $\pi$ -Glied oder Collinsfilter als Reaktanzvierpol

Als Reaktanzvierpol wurde ein sogenanntes  $\pi$ -Glied oder Collins - Filter gewählt [37, Seite 105, hier Abb. 5]. Durch geeignete Wahl der Induktivität und der Kapazitäten kann die Bandbreite des Transformationsgliedes oder das Transformationsverhältnis beeinflusst werden. Das Collinsfilter kann entweder für eine große Bandbreite oder für ein großes Transformationsverhältnis ausgelegt werden. Die beiden Faktoren sind indirekt proportional zueinander. Um beides zu erreichen zu können, werden mehrere Transformationsglieder hintereinander geschaltet [29, Seite 1347 f]. Durch die Serien - Induktivität ergibt sich außerdem nach der Zusammenschaltung ein DC - Pfad gegen Masse (siehe Kapitel 6).

Allgemein ergibt sich die Bandbreite aus jenem Frequenzbereich, in dem der Betrag des Eingangsreflexionsfaktors  $S_{11}$  kleiner als ein vorgegebener Maximalwert ist, z.B.:  $-10dB$ . Für einen Wert von  $S_{11} = -10dB$  gilt, dass ungefähr 10% der eingestrahnten Leistung reflektiert werden. Die Bandbreite kann, je nach Anwendung, individuell vorgegeben werden und hängt von der Mittenfrequenz der Übertragung sowie der maximal zulässigen Reflexion oder Dämpfung des Signals ab. Für diesen Anwendungsfall gilt es, eine Bandbreite von ungefähr  $50MHz$  bei einer maximalen Reflexion von  $-20dB$  für eine Mittenfrequenz von  $130MHz$  zu erreichen. Dafür wurden fünf symmetrische  $\pi$ -Glieder hintereinandergeschaltet. Bei einem Eingangsreflexionsfaktor  $S_{11}$  von  $-20dB$  wird nur cirka 1% der eingestrahnten Leistung reflektiert, der Rest wird an den Verbraucher geleitet.

Wählt man ein  $\pi$ -Glied oder Collinsfilter mit symmetrischen Bauteilwerten ( $C1 = C2$ ), so ergibt sich daraus eine einfache Berechnung der Bauteilwerte für die Dimensionierung. Die Dimensionierung für ein  $\pi$ -Glied mit unsymmetrischen Bauteilwerten kann aus [29, Seite 1348] entnommen werden.

## 4.1 Berechnung der Exponentialleitung mit binomischer Stufung

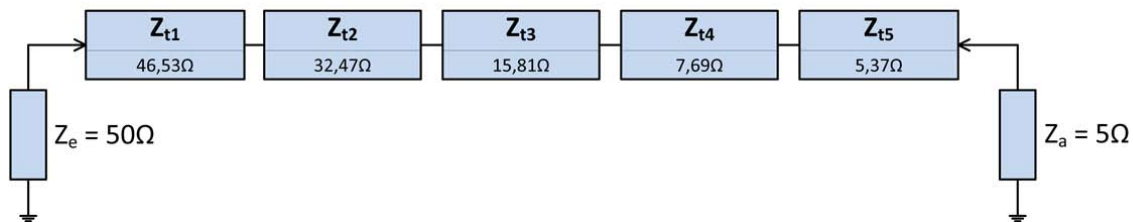


Abbildung 6: Transformationsglieder mit ihren berechneten Wellenwiderständen

Mittels einer Kette aus  $\pi$ - Gliedern mit geeignet gestuften Wellenwiderständen kann eine sogenannte Exponentialleitung nachgebildet werden. Jedes dieser  $\pi$ - Glieder wird mit einer möglichst hohen Bandbreite ausgeführt und ermöglicht eine Impedanztransformation zwischen Ausgang und Eingang mit einer minimalen Anzahl an Bauteilen und den Verlusten dieser [9]. Durch die Hintereinanderschaltung wird die Bandbreite vergrößert und stufenweise der Widerstand von  $50\Omega$  auf  $5\Omega$  transformiert. Es gibt unterschiedliche Näherungsformeln für die Nachbildung einer Exponentialleitung. Sehr oft wird eine geometrische oder eine binominale Stufung der Wellenwiderstände verwendet. Die Wellenwiderstände der einzelnen Glieder berechneten sich aus einer binomischer Stufung dieser.

Den Algorithmus zur Berechnung dieser kann man aus Abbildung 7 [37, Seite 110] entnehmen. Das Transformationsverhältnis  $t$  berechnet sich zu  $t = Z_a/Z_e$ ,  $n$  gibt die Anzahl der Stufen an. Bei ungeraden  $n$  ist der Wellenwiderstand der mittleren Stufe  $Z_m$  immer  $Z_m = \sqrt{Z_a \cdot Z_e}$ , hier  $Z_{t3}$ , siehe auch in Abbildung 6. Das Produkt, der von der Mitte der Transformationskette gleich weit entfernten Wellenwiderständen, ist immer gleich  $Z_a \cdot Z_e$ . Fünfstufige Transformatoren nach der binomischen Stufung besitzen eine einfache Nullstelle der Übertragungsfunktion in der Bandmitte [37, Seite 113]. Die daraus berechneten Wellenwiderstände sind in Abbildung 6 eingetragen. Mit der Mittenfrequenz  $f_m = 130$  MHz wurden die Bauteilwerte für L und C berechnet [9].

$$L_i = \frac{Z_{t_i}}{2\pi \cdot f_m} \quad C_i = \frac{1}{2\pi \cdot f_m \cdot Z_{t_i}} \quad (11)$$

Die binomische Stufung mit den Stufungsgesetzen für $n$ Stufen zwischen $R_1$ und $R_2 = tR_1$	die geometrische Stufung
$Z_{t(i+1)} = Z_{ti} \sqrt[t]{t^{\binom{n}{i}}}$ , $i = 0 \dots n$	$Z_{t(i+1)} = Z_{ti} \sqrt[n]{t}$ , $i = 1 \dots (n-1)$
oder $\ln \frac{Z_{t(i+1)}}{Z_{ti}} = \frac{\binom{n}{i}}{2^n} \ln t$ .	oder $\ln \frac{Z_{t(i+1)}}{Z_{ti}} = \frac{1}{n} \ln t$ unabhängig von $i$ ,
Mit $Z_{t0} \equiv R_1$ und $Z_{t(n+1)} \equiv R_2$	bzw. $\ln \frac{Z_{ti}}{R_1} = \frac{2i-1}{2n} \ln t$ mit $i = 1 \dots n$ .
ist $\frac{Z_{t1}}{Z_{t0}} \equiv \frac{Z_{t1}}{R_1} = \frac{R_2}{Z_{tn}} = \sqrt[n]{t}$ .	Es ist $\frac{Z_{t1}}{R_1} = \frac{R_2}{Z_{tn}} = \sqrt[n]{t}$
Die Symmetrieeigenschaft $Z_{t1} Z_{tn} = R_1 R_2$ folgt aus der Symmetrie der Binomialkoeffizienten $\binom{n}{i}$ Konstanz des Wellenwiderstandssprunges $\sqrt[n]{t}$	

Abbildung 7: Übersicht für die Berechnung der Wellenwiderstände mit binomischer oder mit geometrischer Stufung [37, Seite 110]

Damit konnte ein Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u} = 3.33$  für den Strom erzielt werden. In das letzte Glied der Transformationskette wurde die Probespule integriert, diese ist also Teil des Transformators.

## 4.2 Microstripline und Microstripbauteile

### 4.2.1 Geschirmte Microstripline

Die in der englischsprachigen Literatur als Microstrip bezeichneten Leiter werden im Deutschen als Streifenleiter bezeichnet. Sie stellen im Prinzip eine Leiterbahn auf einem Substrat (Platine oder PCB von *printed circuit board*) dar. Das Substrat fungiert in weiterer Folge auch als Dielektrikum. Verwendet man eine doppelseitige Platine, so werden alle signalführenden Leiterbahnen auf einer Seite ausgeführt, die Unterseite der Platine dient als Massefläche. Das Massepotential wird über sogenannte VIAs, das sind elektrische Durchkontaktierungen, auf die signalführende Seite gebracht.

Bei der Übertragung eines hochfrequenten Signals kann die Ausbreitung des elektromagnetischen Feldes nicht mehr vernachlässigt werden, die Ausbreitung erfolgt als Wellenvorgang. Als Richtwert für die Betrachtung der Signalausbreitung als Wellenausbreitung gilt das Verhältnis der Leitungslänge  $l$  zur Wellenlänge  $\lambda$  des Signals. Bei

$l/\lambda \leq 0,01$ , das als stationärer Zustand bezeichnet wird, ist der Unterschied zwischen räumlicher und zeitlicher Ausbreitung unerheblich. Ab einem  $l/\lambda > 0,01$  wird dies als nicht stationärer Zustand bezeichnet, das Signal breitet sich vornehmlich als Welle aus. Für die Ausbreitung in Luft gilt  $\lambda_0 = c_0/f$ , für unsere Mittenfrequenz  $f_m$  ist  $\lambda_0=2,307m$ . Das heißt, ab einer Leitungslänge von  $l > 2,3cm$  in Luft muss die Signalausbreitung als Wellenausbreitung betrachtet werden. Bei der Verwendung eines Trägersubstrates verkürzt sich  $l$  weiter, da die Ausbreitung teilweise im Dielektrikum erfolgt.

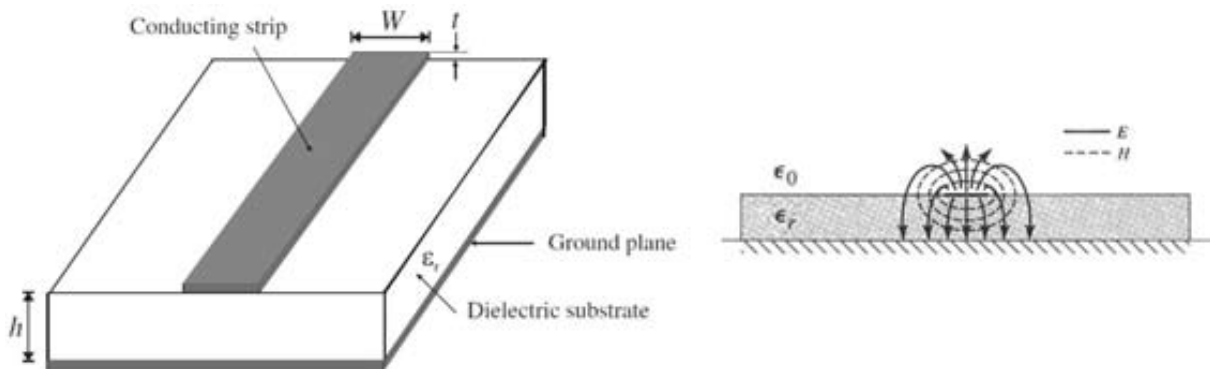


Abbildung 8: geschirmter Streifenleiter und die Wellenausbreitung des E- und H-Feldes auf dem Streifenleiter [36].

Durch die durchgehende Massefläche auf einer Seite des PCB werden die darüberliegenden Signalleitungen zu geschirmten Streifenleitern, die Wellenausbreitung auf dem Leiter ist in Abbildung 8 ersichtlich. Bei diesen Abmessungen erfolgt im niederen Hochfrequenzbereich die Ausbreitung als Quasi TEM - Welle, d.h. die longitudinale Komponente der Welle ist sehr viel kleiner als die transversale Komponente. Die Feldlinien breiten sich aber nicht nur im Substrat, sondern auch außerhalb der Leitung (in Luft), aus. Deswegen wird für diese Ausbreitung in einem geschichteten Dielektrikum eine eigene Wellenlänge  $\lambda_G$  definiert, die diesen Ausbreitungszustand annähert.

$$\lambda_G = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (12)$$

Aus dem verwendeten Substrat  $\epsilon_r$  (beträgt für FR4 - Material ca. 4,5 - 4,7) und dem Verhältnis von Leiterbahnbreite  $W$  zu Substratdicke  $h$  kann  $\epsilon_{re}$  näherungsweise berechnet werden.

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12 \cdot h}{W}}} \quad (13)$$

Die effektive dielektrische Konstante  $\varepsilon_{re}$  der Microstripline ist deutlich kleiner als  $\varepsilon_r$  des Substrats. Der Wellenwiderstand kann, unter der Annahme einer verlustfreien Leitung, näherungsweise berechnet werden. Die Dicke  $t$  der Leiterbahn wird dabei vernachlässigt. Der Wellenwiderstand ergibt sich somit aus den möglichen Ausbreitungsmoden, die die Abmessungen des Leitungsstückes erlauben. Bei der Ausführung des PCB wurde aufgrund der hohen Strombelastung eine Leiterbahnbreite  $W$  von ca.  $2\text{mm}$  festgelegt. Die Substrathöhe von  $h = 1,6\text{mm}$  ergab sich aus dem verwendeten Leiterplattenmaterial FR4.

Damit kann die Näherung für  $W/h \geq 1$  verwendet werden.

$$Z_T = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \cdot \frac{1}{\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln\left(\frac{W}{h} + 1,44\right)} \quad (14)$$

Die Gleichungen zeigen eine Genauigkeit besser als 2% [1]. Bei dieser Näherung verhält sich die Geometrie des Feldes des Leitungsstückes ähnlich der bei einer symmetrischen Doppelleitung. Eine Ausbreitung als Quasi TEM - Welle wird oft auch als ODD - Mode bezeichnet oder als *coplanar mode*. Das Designprogramm Advanced Design System (Agilent Technologies, Inc., Santa Clara, USA), im folgenden mit ADS bezeichnet, verwendet ähnliche Näherungsformeln zur Berechnung der Transmissionline.

Das Substratmaterial FR4 ist nicht besonders geeignet für HF - Anwendungen, da für Frequenzen über  $500\text{MHz}$  große dielektrische Verluste im diesem Substrat auftreten. Die Dielektrizitätskonstante  $\varepsilon_r$  ist für FR4, für Frequenzen über  $500\text{MHz}$ , frequenzabhängig. Sie sinkt mit steigender Frequenz. Die mittlere Wellenlänge  $\lambda_G$  berechnete sich bei diesen Vorgaben zu  $\lambda_G = 1,27\text{m}$ . Die Wellenlänge auf der Leitung ist um den Faktor  $\sqrt{\varepsilon_{re}}$  gegenüber der Freiraumwellenlänge verkürzt.

#### 4.2.2 Ausführung einer Kapazität als interdigitale Kapazität

Für die ideale Exponentialleitung wurden genaue Kapazitätswerte berechnet. Durch die Transformationseigenschaften der Exponentialleitung ändern sich diese Werte für die Induktivitäten und Kapazitäten mit den einzelnen  $\lambda/4$  - Gliedern. Die Werte der Kapazitäten steigen von ca.  $26\text{pF}$  auf  $227\text{pF}$  an, während die Induktivitäten von ca.  $57\text{nH}$  auf  $6,6\text{nH}$  sinken. Darum war es vorallem bei den kleinen Kapazitätswerten wichtig, diese genau nachbilden zu können. Von der Verwendung von trimmbaren

Kapazitäten wurde vorerst abgesehen, da diese parasitäre Induktivitäten in die Transformationsschaltung einbringen.

Der ursprüngliche Gedanke war auch, mit diesen interdigitalen Kapazitäten (als MICAP bezeichnet) die notwendigen Distanzen im Layout zwischen den Bauteilen zu realisieren, da es unumgänglich ist, die einzelnen Transformationsglieder elektrisch zu verbinden. Im HF - Bereich besitzt jedes Leitungsstück einen Transformationscharakter, auch wenn die Bedingung für Leitungslängen, bei der die Signalausbreitung als Wellenausbreitung erfolgt, erst bei  $l > 2,3\text{cm}$  für die Mittenfrequenz liegt. Im VHF - Frequenzbereich [34] ( $f = 30\text{MHz} - 300\text{MHz}$ ) ergeben sich relativ große Abmessungen für Microstripbauteile, da die Länge für  $\lambda/4$  in Luft zwischen  $0,25\text{m} - 2,5\text{m}$  beträgt. Diese Einschränkung war nicht besonders störend, da es für den Platzbedarf der Exponentialleitung nur die Einschränkungen gab, dass der Platzbedarf möglichst die Größe einer Platine im Europakartenformat nicht überschreiten sollte.

Interdigitale Kapazitäten können nur mit einer geringen Kapazität realisiert werden (einige  $pF$ ), auch ist die erzielbare Güte stark vom verwendeten Substrat abhängig. Durch ihre spezielle Bauform zeigen sie allerdings eine Hochpasscharakteristik und auch ein Verhalten wie eine Transmissionline. Diese Eigenschaften wurden zusätzlich, zur Anpassung der Exponentialleitung an  $50\Omega$  verwendet.

### Verhalten des Simulationsmodells

Das Programm ADS stellt mehrere verschiedene Ausführungsformen von interdigitalen Kapazitäten zur Verfügung. Da die Kapazitäten parallel zu anderen Kapazitäten geschaltet wurden, ist das Modell eines MICAP2 verwendet worden, das zur Parallelschaltung geeignet ist. Abbildung 9 zeigt die Definition der Parameter für das Modell MICAP2. Das Modell ist als Vierpol definiert. Die sogenannten "Finger" ermöglichen eine Kopplung zwischen den Eingangs- und Ausgangsports über den Spalt (Gap G), der sich dazwischen befindet. L bezeichnet die Länge und W die Breite der Finger [24]. Die Breite der Anschlussleitungen oder *terminal strips* wird mit dem Parameter Wt angegeben. Das Substrat muss mit dem Modell MSUB in ADS definiert werden. Dort erfolgt unter anderem die Angabe von  $\epsilon_r$ , der Dielektrizitätskonstante des Substrats, sowie die Angabe der Höhe h des Substrats.



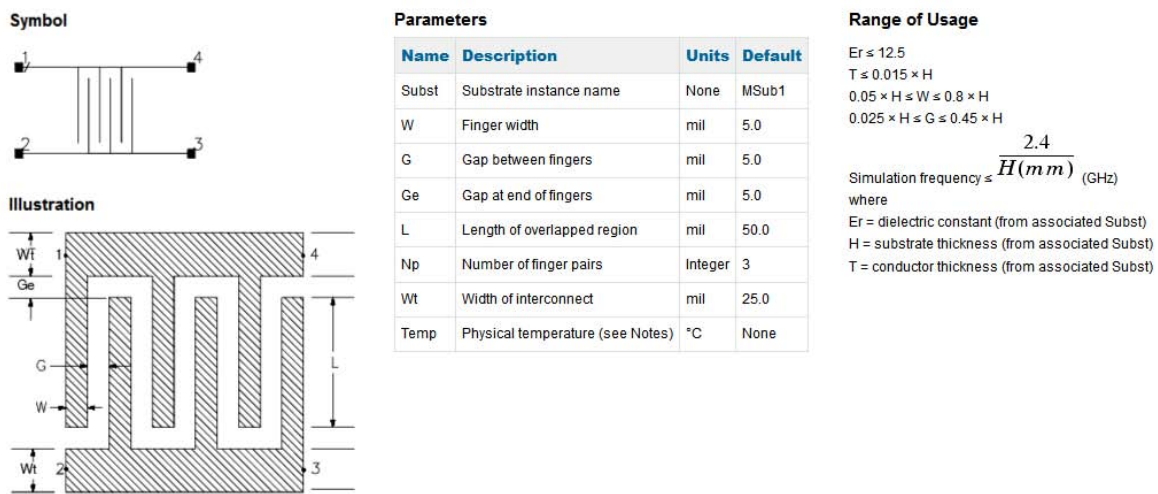


Abbildung 9: Abbildung der Parameter einer interdigitalen Kapazität im Programm ADS [25]

Es existieren mehrere Ansätze zur mathematischen Definition des Modells, die die Simulation einer interdigitalen Kapazität erst ermöglichen. Die Auswahl des Modellierungsansatzes hängt im wesentlichen von der Fingerbreite  $W$  und der Spaltbreite  $G$  (Gap) im Verhältnis zur Substrathöhe  $h$  ab. Da die Exponentialleitung für hohe Leistung ausgelegt wurde, wurden die Leiterbahnen sehr breit (2 - 3mm) dimensioniert und demnach auch die Abmessungen für die MICAPs gewählt. Bei diesen geometrischen Vorgaben wird die interdigitale Kapazität als koplanare Streifenleitung in einem inhomogenen Medium modelliert. Für ein dünnes Substrat befindet sich ein Teil des Feldes der Koplanarleitung im Luftraum unterhalb des Substrats [37, Seite 169f].

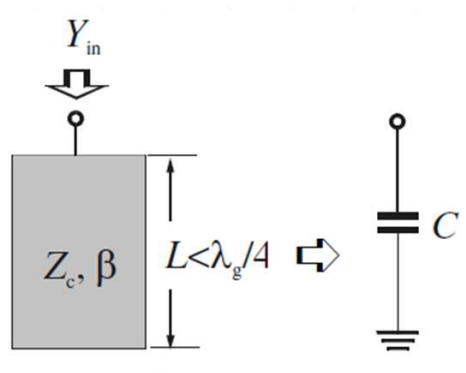


Abbildung 10: Verhalten eines "Fingers" einer interdigitalen Kapazität als offener Stub [36]

Die Anschlussleitungen entsprechen periodisch belasteten Transmissionlines TL, d.h. sie sind in regelmäßigen Abständen mit einem offenem Stub versehen. Ein solcher Abschluss zeigt kapazitives Verhalten, wenn für die Länge des Stubs  $l < \lambda_G/4$  gilt [2] [18] (Abb. 10).

Generell gilt für das Verhalten der MICAPs, dass sich die Kapazität erhöht, wenn der Spaltabstand verringert wird. Dies ist bis zu Spaltbreiten im  $\mu m$  Bereich möglich, abhängig von den Fertigungstoleranzen bei der Herstellung des PCB. Natürlich ist bei solchen Spaltbreiten eine hohe Spannungsfestigkeit für die Exponentialleitung nicht mehr gegeben. Die Reduzierung der Breite der Finger erhöht den Wellenwiderstand der Leitung des MICAPs und allgemein verringert sich dadurch auch die effektive Kapazität. Werden die Finger der interdigitalen Kapazität verlängert, so wird die Kapazität damit erhöht. Längere und breitere Finger führen zu einem, in ihren Abmessungen größeren Bauteil. Dies benötigt mehr Platz am PCB. Die Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_r$  des Substrats, sowie die Höhe des Substrats, beeinflussen die Güte der Kapazität [24].

### 4.3 Simulation der Exponentialleitung

Die idealen Bauteilwerte wurden berechnet. Mit dem Programm ADS wurde eine ideale Exponentialleitung simuliert. Die Terminierungen geben die Abschlußimpedanzen des Impedanztransformators an. Aus der Berechnung für die Bauteilwerte ergab sich eine Induktivität von  $6,6nH$  für die L\_Probe\_5 Spule, die als Probespule dient. (Schaltplan siehe Abbildung 11.)

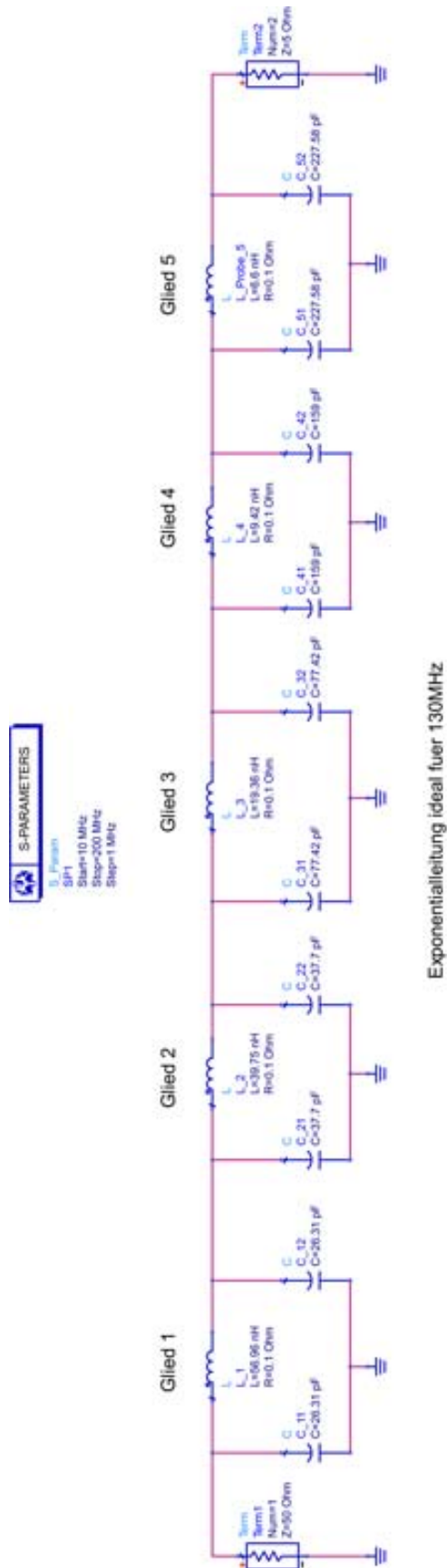


Abbildung 11: Exponentialleitung mit idealen Bauteilwerten

Der Eingangsreflexionsfaktor  $S_{11}$  und die Bandbreite für die ideale Exponentialleitung sind in Abbildung 12 dargestellt. Für den Frequenzbereich von ca. 100 - 150 MHz bleibt der Eingangsreflexionsfaktor unter  $-20\text{dB}$ , d.h. in diesem Bereich ist der Eingangswiderstand relativ gut an den Ausgangswiderstand angepasst und somit eine entsprechende Leistungsübertragung an die Probespule vorhanden.

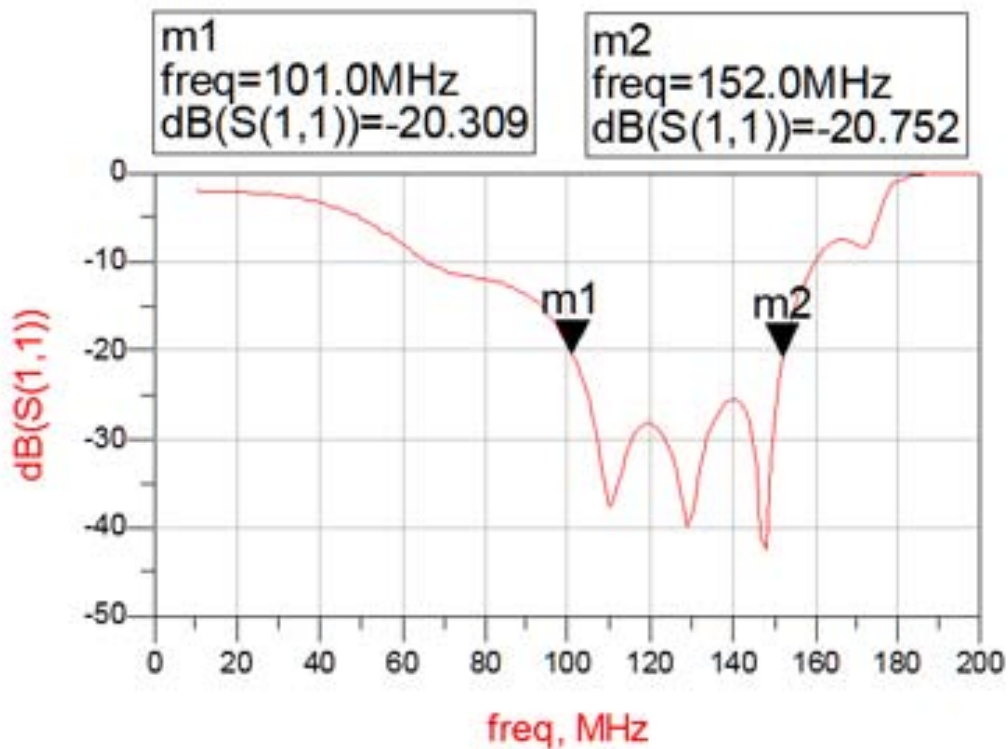


Abbildung 12:  $S_{11}$ -Kennlinie der idealen Exponentialleitung

#### 4.4 Simulation der Exponentialleitung mit realen Bauteilen

Die Bauteile für die Kapazitäten und eventuell auch für die Induktivitäten sind nur in Standardwerten verfügbar. Deshalb wurden sie aus mehreren Standardwerten angenähert. Ein Teil dieser Werte wurde als Microstripbauteile realisiert, damit die Werte sehr exakt nachgebildet werden konnten. Es war nicht möglich, alle Bauteile ausschließlich

als Microstripbauteile auszuführen, da einerseits für die Mittenfrequenz  $f_m=130\text{MHz}$ ,  $\lambda=2,307\text{m}$  beträgt ( $\lambda/4=0,57\text{m}$ ). Andererseits konnten, mit Microstripspulen als Spiralinduktor, keine so hohen Güten erzielt werden, wie mit Luftspulen. Vorteilhafterweise zeigten die als Microstrip ausgeführten Bauteile, zusätzlich zu ihrem nominellen Bauteilwert, ein Verhalten wie eine Transmissionline TL und dienten somit zusätzlich zur reflexionsfreien Hintereinanderschaltung der einzelnen  $\pi$  - Glieder, die ansonsten "nur" über parasitäre Induktivitäten erfolgt wäre.

## Praktische Realisierung

Der Frequenzbereich, bei dem die Exponentialleitung betrieben werden soll, liegt zwischen  $100\text{MHz}$  und  $200\text{MHz}$ . Bei einer  $\lambda/4$  - Leitungslänge von  $0,57\text{m}$  sollten kleine Leiterbahnstücke im Layout mit Abmessungen im mm - Bereich keine gravierende Anpassverschlechterung bringen.

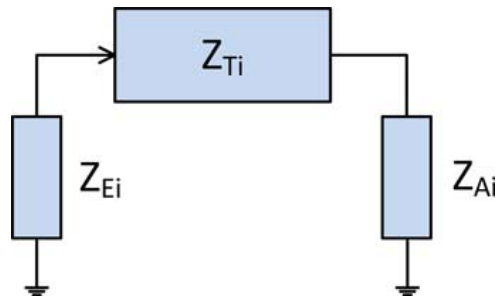
Bei dem Versuch, die ersten Glieder der Exponentialleitung auf einer Leiterplatte (Material: FR4 Substrat mit  $35\ \mu\text{m}$  Kupferbeschichtung,  $\varepsilon_R = 4,5 - 4,7$ ) mit realen, diskreten Bauteilen ohne Koppelleitungen aufzubauen, zeigte sich, dass die Schaltung sehr empfindlich gegenüber Bauteiltoleranzen sowie parasitären Kapazitäten und Induktivitäten war.

Deswegen wurde bei der Erstellung des Layouts darauf geachtet, dass alle Leitungstücke, die zur Verbindung zwischen den diskreten Bauteilen dienten, als Transmissionlines TL mit Hilfe des Simulationsprogramms ADS simuliert wurden.

## Simulation der einzelnen $\lambda/4$ - Elemente

Um den Einfluss der einzelnen Glieder auf die gesamte Übertragungsfunktion feststellen zu können, wurde die Exponentialleitung in fünf symmetrische Glieder aufgesplittet. Jedes dieser Übertragungsglieder repräsentiert ein  $\lambda/4$  - Element, ein Leitungstück mit der Länge  $\lambda/4$ , das am Anfang und am Ende mit angepassten Wellenwiderständen abgeschlossen wurde.

Für diesen Sonderfall einer Leitung gilt, dass bei gegebenem Wellenwiderstand des  $\lambda/4$  - Transformators und dem Eingangswellenwiderstand dessen, der Ausgangswellenwiderstand sehr einfach berechnet werden kann [7, Seite 90]. Umgekehrt kann man

Abbildung 13: Anpassbedingung für einen  $\lambda/4$  - Transformator

mit dem Abschlusswiderstand und dem Wellenwiderstand den Eingangswiderstand eines des  $\lambda/4$  - Transformators berechnen.

$$Z_{A_i} = \frac{(Z_{T_i})^2}{Z_{E_i}} \quad (15)$$

Die Wellenwiderstände der Übertragungsglieder sind in Abbildung 6 ersichtlich.

Daraus wurden die Abschlusswiderstände der einzelnen Glieder berechnet. Für die Anpassbedingung muss der Ausgangswiderstand des ersten Gliedes gleich dem Eingangswiderstand des zweiten Gliedes sein  $Z_{A_i} = Z_{E_{i+1}}$ .

i	$Z_{E_i}$	$Z_{T_i}$	$Z_{A_i}$
Glied 1	<b>50Ω</b>	46,53Ω	43,26Ω
Glied 2	43,26Ω	32,47Ω	24,37Ω
Glied 3	24,37Ω	15,81Ω	10,254Ω
Glied 4	10,254Ω	7,69Ω	5,767Ω
Glied 5	5,767Ω	5,37Ω	<b>5Ω</b>

Tabelle 1: Die berechneten Abschlusswiderstände der einzelnen Glieder

Mithilfe von ADS wurden die  $S_{11}$  - Parameter der einzelnen idealen Glieder simuliert. Parallel dazu wurde ein zweites Glied mit den gleichen Abschlusswiderständen als Simulation aufgebaut, bei dem die idealen Kapazitäten durch die zur Verfügung stehenden Bauteilwerte ersetzt wurden. Zusätzlich wurden Microstripbauteile (siehe Kapitel 4.2), die Kapazitäten darstellen, den vorhandenen Kapazitäten parallel geschaltet. Die  $S_{11}$ -Parameter dieser Glieder wurden graphisch verglichen. Durch Veränderung der Geometrie dieser Microstripkapazitäten, kurz MICAP, wurde versucht, die Kurven möglichst zur Deckung zu bringen.

Danach wurde auch die Induktivität durch eine Serienschaltung, bestehend aus einem erhältlichen Bauteil und einem Microstripbauteil für eine Induktivität (MRIND) ersetzt, siehe Abbildung 14.

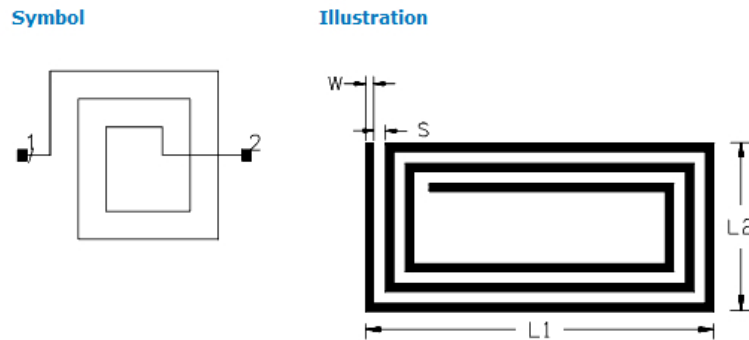


Abbildung 14: Darstellung der Parameter einer Microstripinduktivität MRIND im Programm ADS [27]

Es wurde wiederum versucht, die  $S_{11}$ -Parameter des idealen Gliedes und des Gliedes mit den realen Bauteilwerten, durch Trimmen der Geometrie der MRIND, möglichst deckungsgleich zu machen. Bei den Microstripkapazitäten (MICAP) wurde zuerst die Anzahl der Finger und dann deren Länge getrimmt. Da die Kapazitäten auch einen kleinen induktiven Anteil besitzen, konnte durch die Anzahl der Finger der Resonanzpol verschoben, sowie durch Änderung der Länge der Finger die Güte der Resonanz beeinflusst werden. Bei den Microstripinduktivitäten MRIND (Parameter:  $N = 1$ ,  $W = 2\text{mm}$ ,  $S = 2\text{mm}$ ) wurden die äußeren Abmessungen ( $L1$  und  $L2$ ) in  $0,1\text{mm}$  Schritten angepasst, um die Induktivität zu verändern. Mit Änderung der Induktivität MRIND konnte in erster Linie der Resonanzpol verschoben werden.

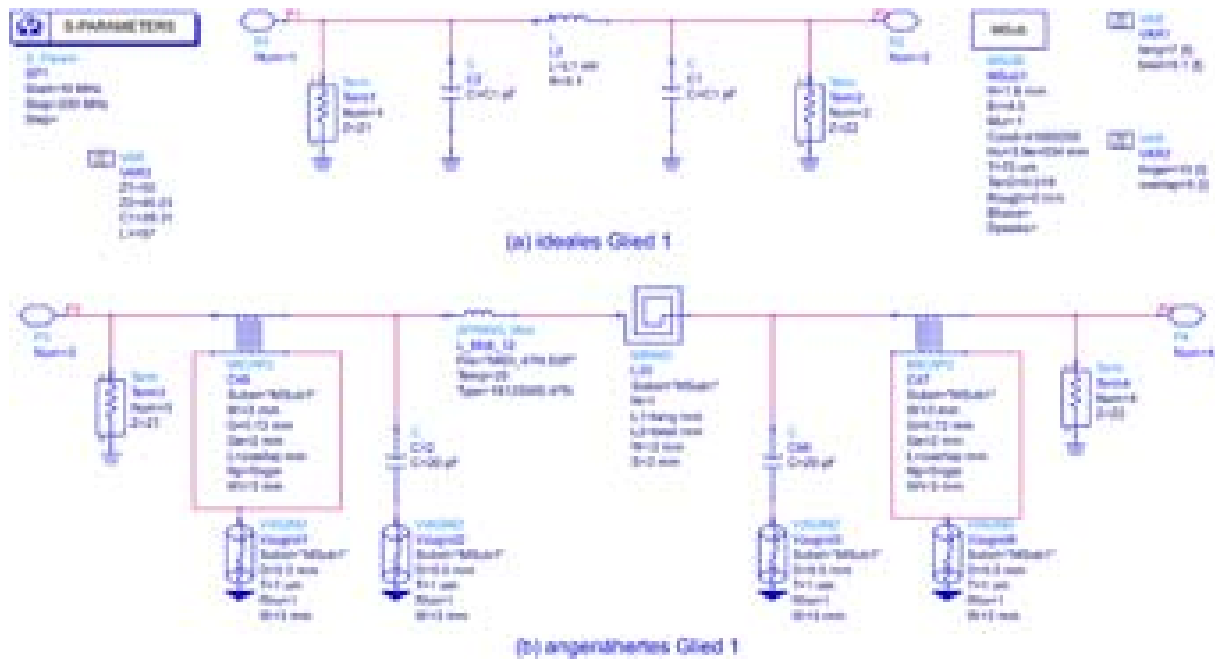


Abbildung 15: a.) Simulation eines idealen, angepassten  $\lambda/4$ -Gliedes b.) Modellierung des idealen Gliedes mit realen Bauteilen und Microstripbauteilen

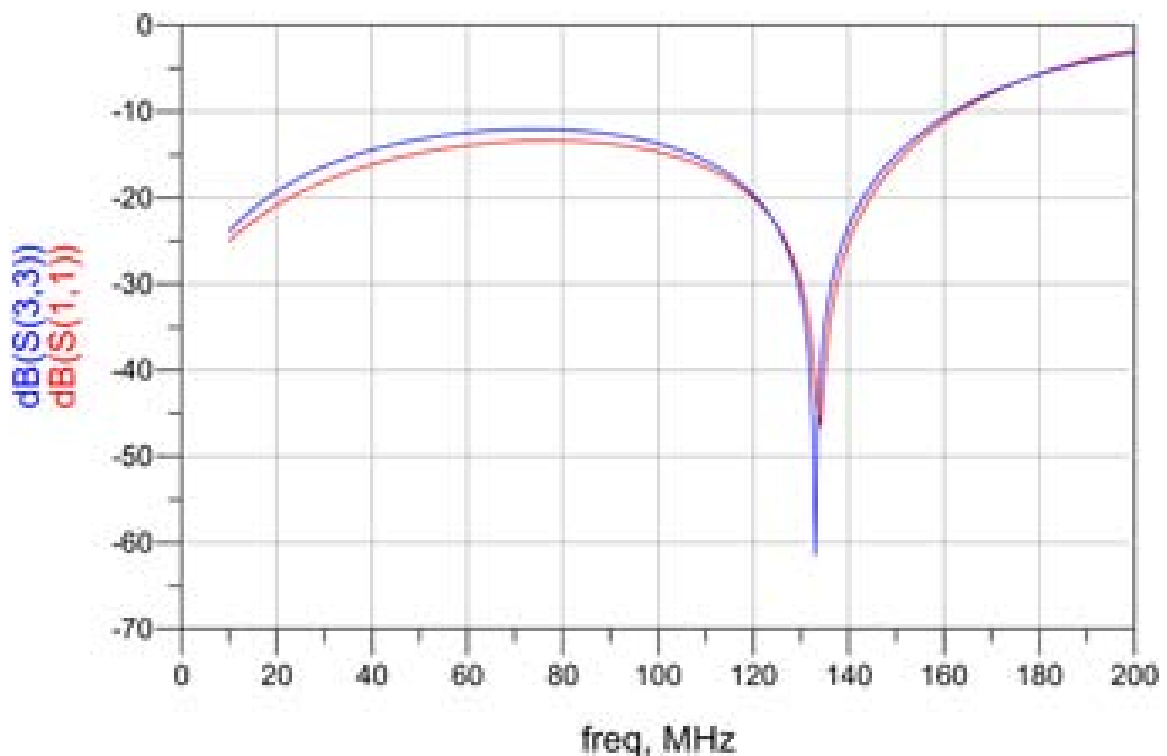


Abbildung 16: Eingangsreflexionsfaktor  $S_{11}$  des idealen Anpassgliedes und Eingangsreflexionsfaktor  $S_{33}$  des Anpassgliedes mit realen Bauteilwerten und Microstripbauteilen.



## 4.5 Zusammenschaltung der einzelnen Glieder und Erstellung des Layouts

Wie in Kapitel 4.4 beschrieben, wurde die Exponentialleitung in einzelne  $\lambda/4$  - Übertragungsglieder aufgeteilt. Die idealen Übertragungsglieder wurden mit den realen Bauteilwerten und den Microstripbauteilen angenähert.

Die Schaltung der realen Exponentialleitung wurde auf ein Layout übertragen, dabei zeigte sich, dass das Einfügen von kleinen Leitungsstücken oder Anpassungs - Elementen den Eingangsreflexionsfaktor erheblich negativ beeinflusste. Um den Ort der Beeinflussung lokalisieren zu können, wurde nun, beginnend mit Glied 1, jedes Glied nacheinander auf das Layout übertragen. Wurde ein Leitungsstück zur Kontaktierung der realen Bauteile oder ähnlichem eingefügt, so wurde es als Microstripbauteil definiert und an gleicher Stelle im Schaltplan eingefügt. Es ist wurde versucht, die eingefügten Leitungslängen möglichst kurz zu halten.

Damit wurde nun wiederum das Übertragungsglied simuliert. Durch Veränderung der Geometrie der Microstripbauteile oder der Abmessungen der eingefügten Leitungsstücke als Transmissionslines TL, wurde versucht, die Anpassung wieder zu verbessern. War die Anpassung zufriedenstellend, wurde das nächste Glied ins Layout übertragen und eine erneute Anpassung durchgeführt. Die einzelnen Glieder und die Zusammenschaltung dieser wurden zur Simulation jeweils mit ihren passenden Abschlusswiderständen abgeschlossen. (Berechnung der Abschlusswiderstände siehe Kapitel 4.4.) In Kapitel 7, Abbildung 32 ist das Verhalten des Eingangsreflexionsfaktors  $S_{11}$  nach der Zusammenschaltung der einzelnen Glieder und deren Aufbau im Layout ersichtlich.

Generell ergab sich, dass die Bauteilwerte für die diskreten Kapazitäten und Induktivitäten deutlich kleiner gewählt werden mussten, als die für die ideale Exponentialleitung berechneten Werte. Die parasitären Kapazitäten und Induktivitäten des Aufbaus auf dem PCB sind somit in die Schaltung integriert. Zur Zusammenschaltung der diskreten Bauteile wurden folgende Microstripbauteilformen verwendet: MCURVE, MTEE, MTAPER, MTEE\_ADS, MLIN, MCROSO und die Definition für VIAGND (entspricht einem VIA zur Massefläche). Die Parameter und die Definition dieser Bauteile sind in der ADS Hilfe [26] zu finden. Das Verhalten der einzelnen Microstripbauteile wird in [36] übersichtlich dargestellt.

Nach Anpassung und Übertragung der Exponentialleitung auf das Layout musste noch der  $5\ \Omega$  Abschlusswiderstand durch zehn parallel geschaltete  $50\ \Omega$  Leistungs-terminatoren ersetzt werden. Diese dissipieren die HF - Leistung und führen die dabei entstehende Wärme über ein Kühlelement auf der Massefläche ab. Die notwendigen Leitungsstücke zum Anschluss der Terminatoren mussten an die Gesamtschaltung der Exponentialleitung angepasst werden. Da die Probepule eine Breite von  $10\text{mm}$  hat, wurde die zuleitende Transmissionline auf die entsprechende Breite übergeführt. Die vollständige Abbildung der Simulation der Bauteile im Schaltplan, unter Berücksichtigung der verwendeten Leitungsstücke für das Layout, ist in Anhang A zu finden.

Die Exponentialleitung soll mit einer Wechselspannung von maximal  $100V_{Peak}$  bei einem Strom von  $2\text{A}$  bis  $6\text{A}$  betrieben werden. Deswegen wurden die Leiterbahnbreiten mit mindestens  $1,6\text{mm}$  Breite ausgeführt. Die Kupferstärke des PCB beträgt  $70\ \mu\text{m}$  um entsprechend hohe Ströme führen zu können und um die ohmschen Verluste auf den Leiterbahnen zu minimieren. Ein Abstand zwischen den signalführenden Leiterbahnen zu den Masseflächen, von mind.  $1\text{mm}$ , ist gegeben.

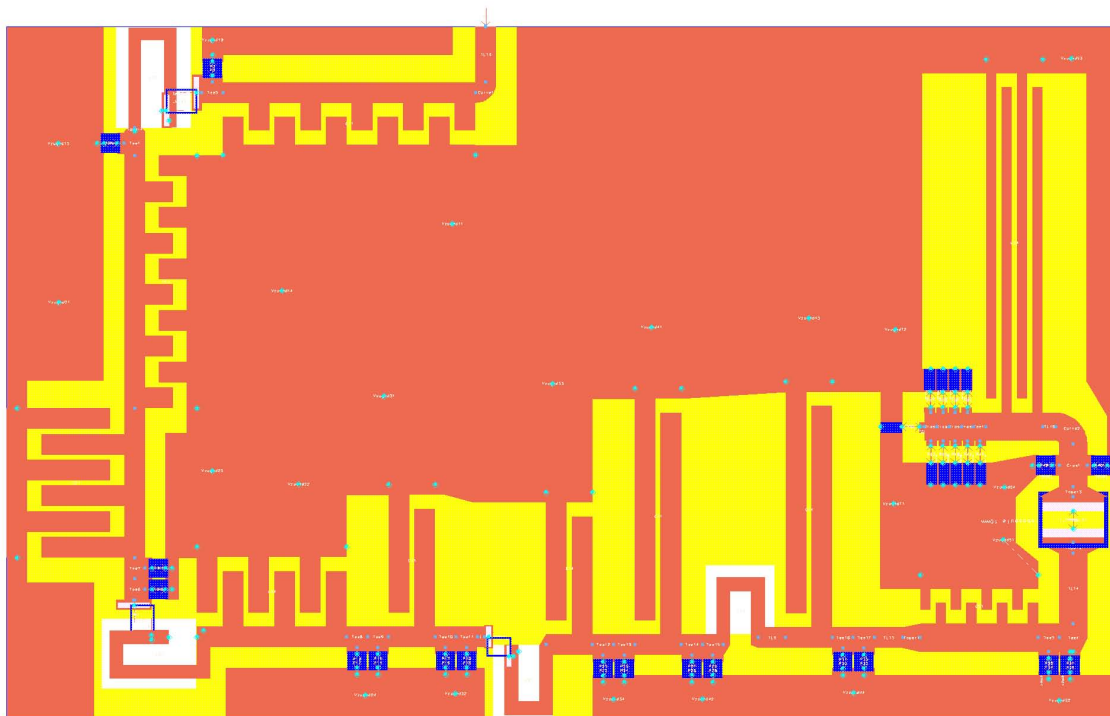


Abbildung 17: Symbolische Darstellung des Layouts in ADS. Bauteile werden dunkelblau dargestellt, VIAs werden durch türkise Punkte markiert. Die Vorderseite des Layouts ist kupferfarben, die Massefläche wird in Gelb dargestellt.

Eine schematische Abbildung des fertigen Layouts in ADS zeigt Abbildung 17, dort ist auch die Platzierung der diskreten Bauteile (Bauteile werden in Blau dargestellt) ersichtlich. Der Eingangsport befindet sich oben in der Mitte. Die Probespule ist auf der rechten Seite (blauer Rahmen).

Die räumlich genaue Platzierung der Bauteile ist wichtig, da sich die Verbindungen auf der Platine wie Transmissionlines verhalten. An diesen konkreten Stellen wird mit einem diskreten Bauteil eine Änderung des Verhältnisses von Strom und Spannung zueinander erzwungen. Durch die Veränderung des Wellenwiderstandes auf der Exponentialleitung von  $50\Omega$  auf  $5\Omega$  zeigte sich im Layout auch deutlich, dass bei einem niedrigeren Wellenwiderstand eine breiteres Leitungsstück zu einer besseren Anpassung führte. Die zehn Terminatoren mit je einem Nominalwert von  $50\Omega$  ergeben durch ihre Parallelschaltung einen Widerstand von nur  $5\Omega$  gegen Masse. Durch den geringen Gesamtwiderstand ist die Anschlussfläche (links oberhalb der Probespule) der Terminatoren dem Verhalten eines kurzgeschlossenen Stubs ähnlich, da für die Länge des Stubs  $l < \lambda_G/4$  gilt (Abbildung 18).

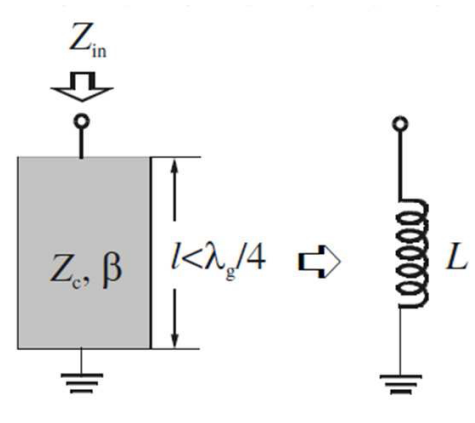


Abbildung 18: Induktives Verhalten eines kurzgeschlossenen Stub [36]

## 4.6 Fertigung des Prototypen

Die Größe des fertigen Layouts betrug  $10 \times 16 \text{ cm}$  und wurde als Prototyp auf einem doppelseitigen FR4 - Basismaterial mit einer Kupferstärke von  $35\mu\text{m}$  gefertigt. Die zu verwendenden Bauteilwerte sind in Tabelle 2 und Tabelle 3 gegeben.

Anzahl	Typ	Wert	Bauteilbezeichnung
1	Spring Midi 1812SMS	$47nH$	L11
1	Spring Midi 1812SMS	$27nH$	L22
1	Spring Mini A04T	$12,5nH$	L32

Tabelle 2: Bauteilwerte für die Induktivitäten zur Bestückung der Exponentialleitung

Anzahl	Wert	Bauteilbezeichnung
2	$16pF$	C22, C26
2	$18pF$	C23, C25
2	$22pF$	C12, C13
2	$33pF$	C33, C36
2	$39pF$	C32, C35
2	$82pF$	C42, C43
2	$110pF$	C45, C52
3	$120pF$	C46, C53, C56
1	$130pF$	C55

Tabelle 3: Bauteilwerte für die Kapazitäten zur Bestückung der Exponentialleitung

Es wurden Kondensatoren der Serie Classic-HiQ Series, Low ESR, Ausführungsform B (TEMEX CERAMICS, Pessac, France) verwendet. Für die Induktivitäten wurden die Induktivitäten Spring Midi 1812SMS (Coilcraft Inc., Cary, USA), Spring Mini A04T (Coilcraft Inc., Cary, USA), sowie selbst gefertigte Spulen aus  $0,8mm$  starkem Kupferlackdraht verwendet. Im Prototypen wurden zu Testzwecken die zehn  $50\Omega$  Terminatoren CHF1206CNT (Bourns Inc., Riverside, USA) durch SMD Widerstände der Firma Samsung (Samsung, Ridgefield Park, USA) ersetzt. Das Kühlelement für die Terminatoren wurde beim Prototyp aufgrund fehlender Leistungsbelastung noch nicht ausgeführt. Die VIAs wurden per Hand mit Drahtstücken durchkontaktiert. Außerdem erhielt die Platine noch eine umlaufende Masseverbindung von den Masseflächen auf der Vorderseite zu denen auf der Rückseite der Platine durch einem Rand aus Kupferblech.

Zu Messzwecken wurde die Platine mit einer SMA Buchse Typ RSA-3570-1-047 (RF Industries Ltd, San Diego, USA) zum Anschluss an den NWA versehen. Die fertig bestückte Platine ist auf Abbildung 35, Kapitel 8 abgebildet. Durch Bauteiltoleranzen und Änderungen in der Bestückung konnte der geforderte Eingangsreflexionsfaktor  $S_{11}$  von  $-20dB$  nicht erreicht werden. Dazu wurden nun Änderung bei den Bauteilwerten vorgenommen. Unter anderem wurden die Kapazitäten der ersten vier Glieder mit Trimmern der Typen AT5751S Q7500 Range 0.8 -  $10pF$  (TEMEX CERAMICS, Pessac,

France) und AT5451 Q3000 Range 1 -  $16pF$  (TEMEX CERAMICS, Pessac, France) versehen. Die Induktivitäten der Spulen wurden durch Auseinanderziehen oder Zusammendrücken der Windungen verändert. Die MRIND Induktivitäten konnten durch Erniedrigung der Induktivität mittels teilweisen Abdeckens der Spulenfläche mit einem leitenden Plättchen beeinflusst werden. Manche MRIND Spulen wurden auch durch Drahtbrücken ersetzt. Der Messaufbau ist auf Abbildung 19 dargestellt.

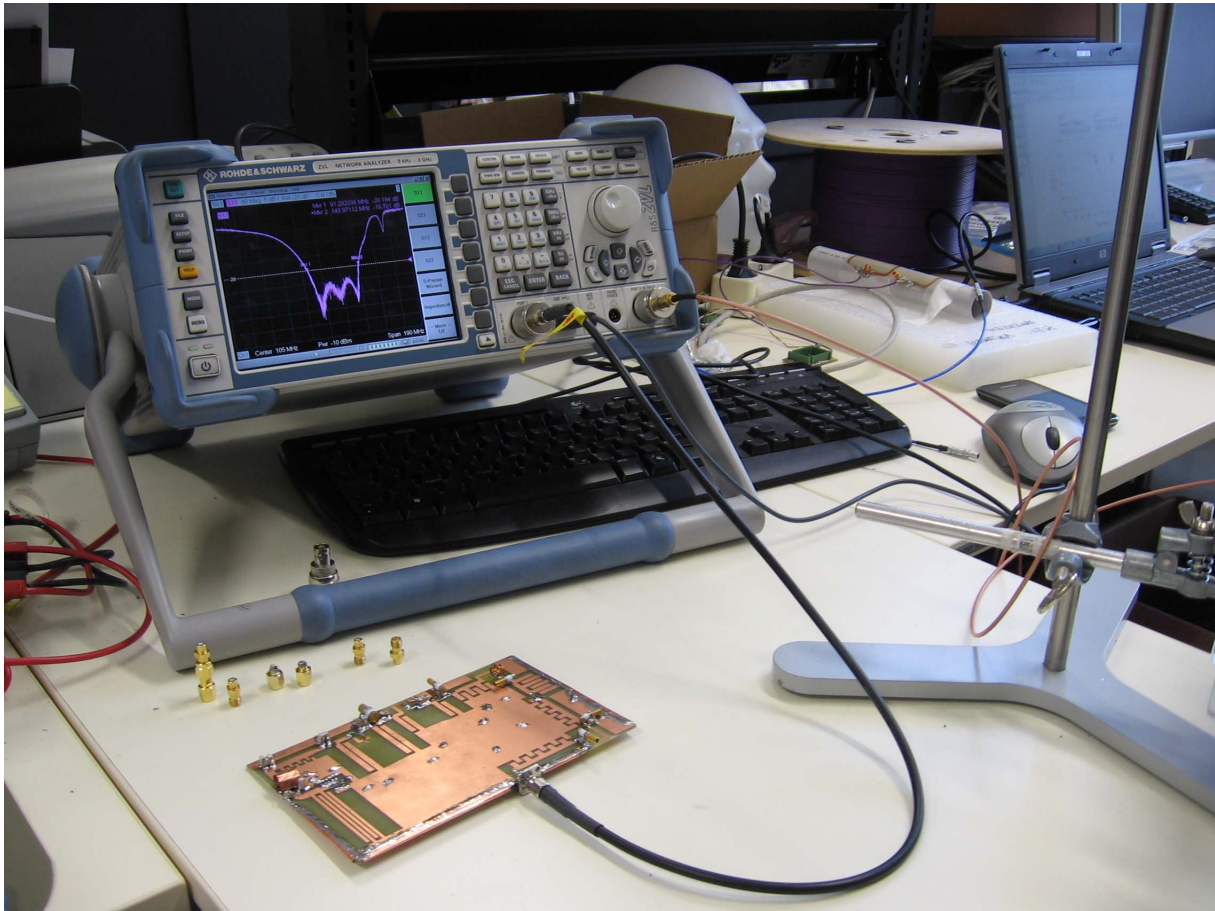


Abbildung 19: Messaufbau

Nach diesen Anpassungen konnte schlussendlich der geforderte Eingangsreflexionsfaktor  $S_{11}$  von  $-20dB$  für einen Frequenzbereich von  $92MHz$  bis  $143MHz$  mit dem NWA gemessen werden.

# Kapitel 5

## Design der Probespule

Aus der Vorgabe des Flipwinkels  $\varphi$  und der Anregungsdauer  $\tau$  ergibt sich die minimal geforderte Flußdichte  $B_0$  von  $0,34mT$  in der Probespule. Das geforderte Volumen für die Probespule ist ca.  $1cm^3$  und das Feld im Inneren der Spule sollte möglichst homogen sein.

### 5.1 Designparameter für NMR - Spulen

Da die Spule im letzten Glied einer Exponentialleitung verwendet werden soll, ist ihre Induktivität mit  $5 - 8nH$  vorgegeben. Eine Spule mit mehreren Windungen (z.B.: 4-5), die die geforderte Homogenität des Feldes bietet, kann mit so einer geringen Induktivität nur schwer realisiert werden. Abhilfe schafft eine Parallelschaltung der Windungen, damit wird die Induktivität der Spule verringert.

Aus einem inhomogenen Magnetfeld resultieren nichtuniforme Flipwinkel, das Summensignal ist somit geschwächt, darum muss das Magnetfeld möglichst homogen sein. Das Volumen der Spule kann auch nicht beliebig gewählt werden, da die zu vermessende Probe ein vorgegebenes Volumen hat. Ist das Volumen der Spule im Verhältnis zur Probe zu groß, kann kein ausreichender Füllfaktor erreicht werden. Der Füllfaktor  $\eta$  ist als Probevolumen zu effektivem Spulenvolumen definiert und soll gegen eins streben (100%). Die Spule soll die Probe möglichst gut umschließen, damit eine gute NMR Sensitivität erreicht werden kann. Ist das Volumen der Probespule kleiner als gefordert, kann weniger Probevolumen eingebracht werden, daraus resultiert eine ge-

ringere Messsignalstärke. Die Probe soll aber auch nicht über die Abmessungen der Probenspule hinausragen, da sich sonst höhere dielektrische Verluste ergeben [15].

Die Anzahl der Windungen kann nach verschiedenen Kriterien gewählt werden. Mit der Anzahl der Windungen steigt die Induktivität bei vollständiger magnetischer Kopplung quadratisch an. Eine hohe Anzahl an Windungen ist wiederum notwendig, um ein homogenes Feld in der Spule zu erreichen. Wird eine Spule mit wenigen Windungen, bei der somit auch eine dickere Drahtstärke möglich ist, ausgeführt, ergibt sich daraus ein geringerer ohmscher Spulenwiderstand. Das SNR (Signal to noise ratio) kann dadurch verbessert werden, da ohmsche Widerstände als Haupterschwellungsquelle zu betrachten sind. Allerdings sinkt die Güte der Spule, wenn sie nur mit wenigen Windungen ausgeführt ist, da das Verhältnis der Reaktanz zum ohmschen Widerstand erniedrigt ist. Die Spulengüte ist ein Maß für die auftretenden Verluste. Eine höhere Sensitivität der Spule führt zu einem besseren SNR. Das Verhältnis der Feldstärke, zu der zur Anregung dieser Feldstärke benötigten elektrischen Leistung, sollte möglichst groß sein.

Die transversale Magnetisierung hängt wesentlich von der Spulengeometrie ab [16]. Optimalerweise ist die Anzahl der Windungen gleich oder größer als das Doppelte des Verhältnisses von Spulenlänge  $l_{coil}$  zu Spulendurchmesser  $d_{coil}$  [15].

## 5.2 Design der Probenspule als loop-gap Spule

Als weitere Designmöglichkeit bietet sich an, die Spule als einfache loop-gap - Spule auszuführen. Die einfachste Form einer solchen Spule ist, ein dünnes Kupferblech oder eine Kupferfolie um eine zylindrische Form in der Größe der einzubringenden Probe zu wickeln. (Siehe Abb.20)

Bei einem Kupferblech reicht die Steifigkeit des Bleches aus, dass die Spule von selbst in Form bleibt. Alternativ kann auch eine dünne Kupferschicht auf einem flexiblen Substrat aufgebracht werden und dieses dann in Zylinderform gebogen werden.

Die grundsätzliche Feldverteilung einer loop-gap Spule ist ähnlich der einer Dipol-Antenne. Um das magnetische Feld im Inneren der Spule zu konzentrieren, sollte die Spule mit einem konzentrisch angeordneten leitenden Zylinder geschirmt werden. Die Größe (Abmessungen) und die Leitfähigkeit des schirmenden Zylinders beeinflusst allerdings die Resonanzfrequenz, dies sollte bei der Dimensionierung berücksichtigt



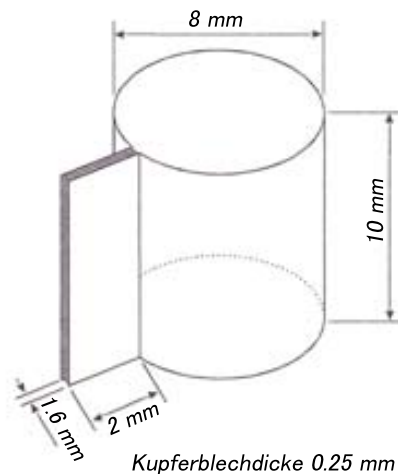


Abbildung 20: Einfache loop-gap - Spule als Probenspule [10]

werden. Wird die Spule nicht geschirmt, kann es zu "hand - waving - effects" kommen. D.h. werden in der Nähe des Resonators Objekte bewegt, so wird damit die dielektrische Konstante in der Umgebung der Spule verändert. Die Änderung der Leitfähigkeit der Umgebung führt zu einer Änderung der Resonanzfrequenz der Spule.

Der Durchmesser des schirmenden Zylinders sollte 3 - 4 mal des Durchmessers der loop-gap Spule betragen, damit ein guter Füllfaktor gegeben ist. Die Spule selbst verhält sich wie eine Transmissionline TL, da der Spalt (gap) eine Kapazität darstellt. Es ist dadurch sehr einfach, eine solche Spule an eine Transmissionline zu koppeln. Die Induktivität der loop - gap Spule ist proportional zum Quadrat ihres Durchmessers [5, Seite 24ff] .

Die Induktivität der loop-gap Spule kann aus der Annahme für das magnetische Feld in einem unendlich langen Zylinder berechnet werden. Das magnetische Feld eines unendlich langen Zylinders ist im Inneren des ganzen Zylinders homogen, wenn die Stromdichte über den Zylinder gleichmäßig verteilt ist. Hat nun dieser Zylinder eine endliche Länge, ist das Feld im Inneren der sogenannten loop-gap Spule immer noch sehr homogen, besonders in der Nähe des Zentrums der Spule. Die Homogenität im Inneren der Spule ist besser als für eine Spule mit ähnlichen Abmessungen und  $n=5$  Windungen. Allerdings ergibt sich bei gleicher Stromdichte ein geringfügig kleineres  $B_0$ . Die Güten sind vergleichbar, wobei die Feldstärke nahe dem Ende des Kupferbleches abnimmt, dafür ist die Stromdichte dort höher [10, Seite 305f].



Aus dem Durchflutungsgesetz oder Ampère - Gesetz kann der Strom für die Anregung berechnet werden. Mit der gegebenen Spulenfläche  $A = 50,26 \cdot 10^{-6} m^2$  und der geforderten Flussdichte  $B_0$  von  $0,34 mT$  konnte der magnetische Fluss berechnet werden.

$$\Phi = B \cdot A \quad (16)$$

Bei vorgegebener Geometrie und somit auch der Induktivität der Spule ( $L=5,8nH$ ) konnte der erforderliche Strom aus dem magnetischen Fluss berechnet werden [6, Seite 45]. Für die Durchflutung einer Leiterschleife in Luft ergibt sich der notwendige Strom zu  $I = 2,94A$ .

$$\Phi = L \cdot I \quad (17)$$

Mit einer loop-gap Spule konnte eine so geringe Induktivität erreicht werden. Sie weist bei einer Induktivität von  $5,8nH$  ein Volumen von  $0,5cm^3$  auf. Zudem kann die loop-gap Spule sehr einfach mit der Probe befüllt werden. Die Schirmung der Spule wurde nicht ausgeführt.

Durch die Transformationseigenschaften der Exponentialleitung kann der maximale Eingangsstrom von ca.  $1,4A$  idealerweise auf  $4,7A$  gesteigert werden. Auch unter der Annahme von Verlusten bei der Transformation ist der geforderte Strom für die vorgegebene Flussdichte noch zu erreichen. Die simulierten Strom - und Spannungsverhältnisse in der Probespule sind in Kapitel 6.4 auf Abbildung 28 ersichtlich.

# Kapitel 6

## Transmit/Receive Switch

Die Probespule, welche im letzten Glied der Exponentialleitung (siehe Kap. 4) eingebaut ist, dient als Sende- und Empfangsspule. Der anregende HF - Puls darf nicht am Port 2 des NWA anliegen (siehe Abb.2). Grundsätzlich wird durch das Gating des Power Amplifiers sichergestellt, dass der Puls nur im Sendefall anliegt. Trotzdem soll der Transmit/Receive Switch (TxRx) während des Anregens hier zusätzlich Sicherheit bieten und den NWA sicher vom HF - Puls trennen. Während des Empfangs des Messsignals, hier wirkt sich der PA als Rauschquelle aus, muss dieser vom Messpfad getrennt werden. Die Anforderungen an den TxRx - Switch sind, dass ein HF-Leistungssignal und ein Messsignal, welches in der Größenordnung von einigen  $\mu V$  liegt, geschaltet werden müssen.

Für die Schaltung der Signale werden PIN - Dioden verwendet. Diese verhalten sich oberhalb von einer Frequenz von  $10 MHz$  wie ein gleichstromgesteuerter Widerstand. Der hochfrequente Wechselstrom wird dem Gleichstrom überlagert, damit kann die Breite der I - Zone und damit der HF - Widerstand gesteuert werden. [33]

### 6.1 Auswahl der PIN - Dioden

Eine der besonderen Eigenschaften der PIN Dioden ist, dass man mit einem verhältnismäßig kleinem Gleichstrom leistungsstarke HF - Signale schalten kann. Sie verhält sich dabei für HF - Signale wie ein stromgesteuerter Widerstand. Die PIN - Diode ist ein Halbleiter, der aus drei Schichten besteht, mit einer undotierten mittleren Schicht, die dadurch sehr hochohmig ist.

Wird ein Strom in Vorwärtsrichtung angelegt (*forward bias*), d.h. die Diode wird in Durchlassrichtung betrieben, so wandern Löcher und Elektronen gleichermaßen in die I - Zone (I - layer) ein. Diese rekombinieren aber aufgrund einer speziellen Dotierung nicht sofort miteinander, sondern es baut sich ein elektrisches Feld durch die gespeicherten Ladungen auf. Die Lebensdauer dieser Ladungsträgerseparierung wird mit der Bauteilkonstante  $\tau$  beschrieben. Der Widerstand der PIN Diode sinkt von  $R_P$  auf  $R_S$ , die Diode wird leitend.

Liegt keine Vorspannung oder eine negative Vorspannung an (*zero or reverse bias*), so kommt es zu keiner Ladungsträgerseparierung. Die PIN - Diode bleibt hochohmig für ein angelegtes HF - Signal. Die zu  $R_P$  parallel liegende Kapazität  $C_T$ , die sich aus  $C_T = C_j + C_P$  ergibt, ist für den Fluss eines geringen Sperrstroms verantwortlich.  $C_T$  entspricht der gesamten Kapazität im Sperrzustand und ergibt sich aus der Parallelschaltung der Sperrschichtkapazität  $C_j$  und der Kapazität, die vom Gehäuse der Diode verursacht wird,  $C_P$  (Package).

#### Forward Bias Model

$$R_S = \frac{W^2}{(\mu_n + \mu_p) Q} \text{ (\Omega)}$$

Where:

- $Q = I_F \tau$  (coulombs)
- $W = I$  region width
- $I_F =$  forward bias current
- $\tau =$  carrier lifetime
- $\mu_n =$  electron mobility
- $\mu_p =$  hole mobility



#### Zero or Reverse Bias Model

$$C_T = \frac{\epsilon A}{W}$$

Where:

- $\epsilon =$  dielectric constant of silicon
- $A =$  area of diode junction

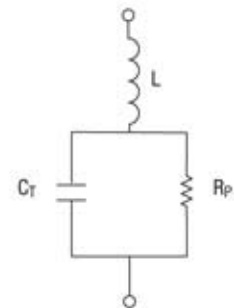


Abbildung 21: Ersatzschaltbild der PIN - Diode [20]

Von der Dicke der I - Zone (Parameter  $W$ ) hängt die niedrigste Frequenz, bei der die PIN - Diode noch ein PIN - Dioden Verhalten zeigt und damit auch die Ladungsträgerlebenszeit ( $\tau$ ), ab. Unter dieser sogenannten *transit time frequency of the I region* verhält sich die PIN - Diode wie eine gewöhnliche Diode mit PN - Übergang. Zudem hängt das Schaltverhalten der PIN - Diode von der Dicke der I - Zone ab. Je dünner diese ist, desto höher ist die mögliche Schaltfrequenz. Die Dicke der I - Zone ist proportional der Durchbruchspannung (Breakdownvoltage  $V_{Br}$ ). Je höher die geforderte Breakdownvoltage ist, desto dicker muss auch die I - Zone ausgeführt sein.

Wählt man ein konservatives Design, so muss die Breakdownvoltage  $V_{Br}$  der PIN - Diode mindestens zwei mal so groß wie die Signalamplitude der zu schaltenden HF - Spannung sein. Es ist aber auch möglich, die PIN - Diode in einem "nur teilweise sicheren" Betrieb zu betreiben, d.h. der negative DC - Offset ist etwas kleiner als die Spannungsamplitude des HF Signals und das Signal schwingt somit kurz in den Durchlassbereich der PIN - Diode. Die Energie dieser kurzen Vorspannung in Vorwärtsrichtung reicht aber nicht aus, die Diode in den leitenden Zustand zu schalten. Detaillierte Designrichtlinien siehe [22]. Die maximale Spannungsamplitude der angelegten HF - Spannung addiert zur DC - Offsetspannung darf aber niemals die angegebene Breakdownvoltage der PIN - Diode überschreiten. Je nach Anwendung muss die Diode danach ausgewählt oder ein möglichst guter Kompromiss für den "teilweise sicheren" Betrieb gefunden werden. Für das Design des TxRx Switches wurde die konservative Designvorgabe gewählt.

Interessant ist auch, dass die Schaltgeschwindigkeit für den Übergang aus der Sperrrichtung in die Durchlassrichtung langsamer ist als für den Übergang aus der Durchlassrichtung in die Sperrrichtung. Die generelle Schaltzeit hängt auch von der Ladungsträgerlebenszeit  $\tau$  ab ([20, Seite 3]).

Die PIN - Diode kann grundsätzlich in Richtung des Signalflusses *series connected* oder quer dazu gegen Masse *shunt connected* als Schaltelement geschaltet werden. Der Vorteil der Schaltung in Richtung des Signalflusses ergibt sich daraus, dass die Diode in Durchlassrichtung nur eine geringe Einfügungsdämpfung über einen breiten Frequenzbereich zeigt. Die Dämpfung, die einem Signalverlust entspricht, ist hauptsächlich durch den  $R_S$  der PIN - Diode bestimmt. Eine geringe Einfügungsdämpfung *insertion loss (IL)* ist vor allem dann wichtig, wenn ein HF - Signal mit hoher Leistung geschaltet werden soll.

$$IL = 20 \cdot \log_{10} \left( 1 + \frac{R_S}{2 \cdot Z_0} \right) \quad (18)$$

Bei einem  $Z_0 = 50\Omega$  ergibt sich für die verwendete PIN - Diode MA4P7104F - 1072T (MA-COM Technology Solutions Inc., Lowell, USA) mit einem Widerstand von  $R_S = 0,5\Omega$  ein IL von  $0,043dB$ . Die PIN - Diode MA4P7104F - 1072T erfüllt die Anforderung an die Breakdownvoltage,  $V_{Br} = 400V$ , mehr als ausreichend. Sie weist zudem eine geringe Kapazität  $C_T$  von  $1pF$  auf.

Die Isolation  $I$  einer in Signalflussrichtung geschalteten PIN - Diode berechnet sich nach Gleichung (19) und ergibt sich für die verwendete PIN - Diode zu  $21,8\text{dB}$ .

$$I = 10 \cdot \log_{10} \left( 1 + \frac{1}{(4 \cdot \pi \cdot f \cdot C_T \cdot Z_0)^2} \right) \quad (19)$$

Die Abhängigkeit der Isolation von der Kapazität  $C_T$  ist auch gut aus Abbildung 22 ersichtlich.

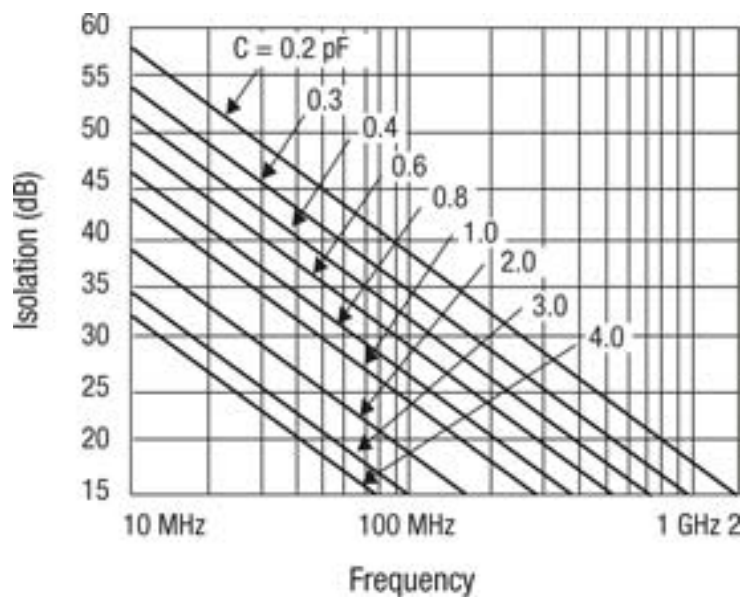


Abbildung 22: Isolation der PIN - Diode in Durchlassrichtung in Abhängigkeit von der Kapazität  $C$  [20]

Eine höhere Isolation wird erreicht, wenn die PIN - Diode *shunt connected* geschaltet wird. Die Diode kann so auch mehr Leistung dissipieren, da über den Masseanschluss der PIN - Diode eine bessere Kühlung möglich ist. Generell hängt die von der PIN Diode dissipierbare Leistung von der Umgebungstemperatur  $T_A$  (oder auch der maximal erlaubten Erwärmung der Kühlfläche) und von der maximal erlaubten Temperatur  $T_j$  des PIN Überganges ab. Die maximal erlaubte *junction* - Temperatur liegt im allgemeinen zwischen  $150^\circ\text{C}$  bis  $175^\circ\text{C}$ . Damit kann mit dem entsprechenden thermischen Widerstand ( $\theta_j$ ) bei vorgegebenem Gehäuse (aus dem Datenblatt ersichtlich [23]) und Kühlung die maximale Leistung, die von der PIN - Diode dissipiert werden kann, errechnet werden.

$$P_D = \frac{T_j - T_A}{\theta_j} \quad (20)$$

Für die MA4P710 mit einem Gehäusotyp F MELF (siehe Datenblatt [23]) errechnete sich eine Leistung von ungefähr 10W. Die Leistung, die sich durch das HF - Signal und durch die Vorspannung der Diode ergibt, kann nach Gleichung (21) berechnet werden ([13, Kapitel 1, Seite 9]).

$$P_S = (I_{HF_{eff}})^2 \cdot R_S + I_{DC} \cdot V_{DC} \quad (21)$$

Dies gilt für ein Pulspausenverhältnis von 100% (*duty cycle*)! Bei einem geringeren Pulspausenverhältnis wird auch weniger Leistung  $P_S$  generiert, die abgeführt werden muss. Je nach Beschaltung der Diode kann dann auch mehr Leistung dissipiert werden. Die Auswahl der Diode ergab sich aus der Erfüllung der obigen Kriterien und des Preises, sowie der käuflichen Verfügbarkeit in einer angemessenen Zeitspanne.

## 6.2 High Power Transmit/Receive Switch

Als Designansatz für einen High Power TxRx - Switch wurde die Schaltung für einen High Power Broadband Antenna Switch aus [13, Kap.2, Seite 13], gewählt (Abb. 23).

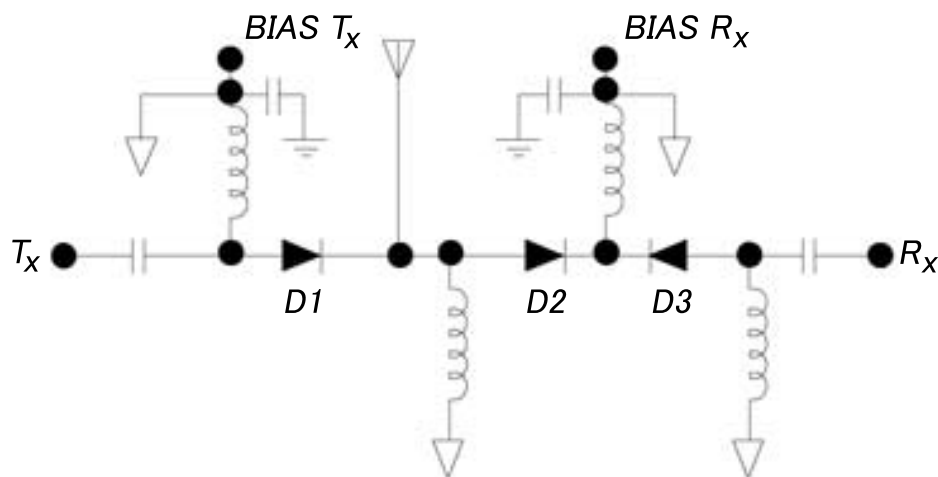


Abbildung 23: High Power Broadband Antenna Switch [13]

Für den Transmittfall wird die PIN - Diode D1 in Durchlassrichtung angesteuert, sie erhält an BIAS Tx einen positiven DC - Offset, der etwas höher als die angelegte HF - Spannung am Tx - Eingang ist. Der Bias Rx wird gleichzeitig mit einem positiven DC - Offset belegt, damit die PIN - Dioden 2 und 3 sperren. Im Receivefall wird an

Bias Tx und an Bias Rx ein negativer DC - Offset angelegt, PIN - Diode 1 sperrt somit und die PIN - Dioden 2 und 3 sind gegenüber Masse in Durchlassrichtung geschaltet. Das Receive Signal wird an den Rx - Ausgang durchgeschaltet. Während des Sendens (Transmitfall) sind zwei Dioden in Sperrrichtung geschaltet und bieten damit eine sehr hohe Isolation gegenüber dem Eingang des Receive - Pfades. Die maximale Isolation ist von Kapazität  $C_T$  der PIN - Dioden abhängig (siehe auch Kap.6.1)

### 6.3 Realisierung des Transmit/Receive Switch

Der Designansatz für den High Power TxRx Switch nach Kap.6.2 wurde mit der Agilent ADS - Designsoftware simuliert, weil es mit dieser Software auch möglich ist, dass Verhalten von PIN - Dioden gut anzunähern.

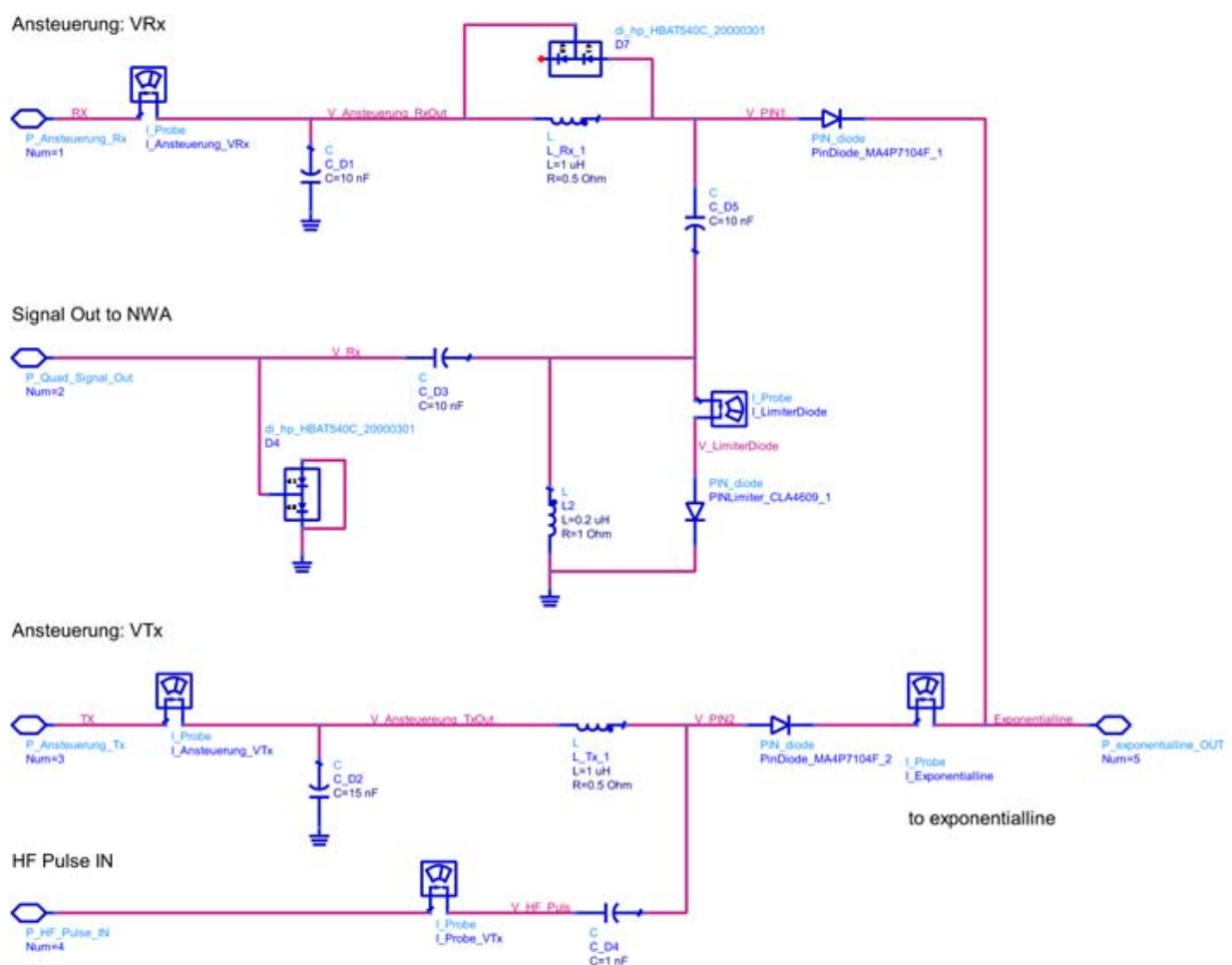


Abbildung 24: Transmit/Receive Switch mit Limiterkreis



Das Programm verwendet dafür ein nichtlineares Modell, bei dem auch die HF - Charakteristik der PIN - Diode miteinbezogen wird. Dabei stellte sich heraus, dass durch die Kapazität  $C_T$  der PIN - Diode die Isolation gegenüber dem Rx - Ausgang mit dieser Schaltung nicht ausreichend ist, um den Eingang des NWA ( erlaubt sind max.  $+/-1$  V) zu schützen. Die Schaltung wurde dahingehend optimiert, dass die PIN - Diode 3 durch eine PIN Limiter Schaltung ersetzt wurde. (Siehe Kap.6.3.1)

Ist der Port Ansteuerung\_Tx auf High Pegel (ca. 0.5V bis max. 1V) und der Port Ansteuerung\_Rx auf Low Pegel ca. (-110V), so wird die PIN - Diode 2 des Typs MA4P7104F (MA-COM Technology Solutions Inc., Lowell, USA) in Durchlassrichtung betrieben und die PIN - Diode 1 des Typs MA4P7104F sperrt. Der HF - Impuls wird auf die Exponentialleitung (siehe Kap. 4.3) durchgeschaltet. Diese gewährt der Gleichspannung über die Induktivitäten einen Pfad gegen Masse. Durch die Kapazität  $C_T$  im Sperrbetrieb von PIN - Diode 1 kann diese gegen den High Power HF - Impuls nicht vollständig isolieren. Überschreitet die die PIN - Diode 1 passierende HF oder auch sonstige Störungen, eine gewisse Leistung, so wird die PIN Limiter Diode 1 des Typs CLA4609 (Skyworks Solutions, Inc., Woburn, USA) leitend und verursacht damit eine Fehlanpassung, welche den Großteil des Signals zurück zur Quelle reflektiert [19].

Ist der Port Ansteuerung\_RX auf High und liegt am Port Ansteuerung\_Tx maximal die zulässige Reversespannung der PIN - Diode an, so sperrt PIN - Diode 2 und der Ausgang des PA wird von der Schaltung getrennt. PIN - Diode 1 wird nun in Durchlassrichtung betrieben und das Quadrupolsignal (siehe Kap. 3), welches über die Exponentialleitung cirka um den Faktor  $\ddot{u} = 3.33$  hochtransformiert wurde, kann zum Eingang des NWA passieren. Das Messsignal hat nur eine geringe Amplitude und einen dementsprechenden Energiegehalt. Dieser reicht nicht aus, um die PIN Limiter Diode leitend zu machen (siehe Kap. 6.3.1).

Die Kondensatoren C\_D1 und C\_D2 dienen als Durchführungskondensatoren, da die Schaltung in einem HF - geschirmten Gehäuse ausgeführt werden muss. Außerdem dienen sie zum Ableiten etwaiger parasitärer Welligkeiten der Gleichspannungsansteuerung gegen Masse. Die Funktion der Kondensatoren C\_D3 und C\_D4 ist, die Gleichspannung, die zum Steuern der PIN Dioden verwendet wird, zu blockieren, d.h. es wird damit verhindert, dass die Gleichspannung an den Eingangsports des PA und des NWA anliegt. Kondensatoren mit dieser Aufgabe werden oft auch mit DCB (DC block) gekennzeichnet. Umgekehrt dazu werden die Gleichspannungsansteuerungspegel für die PIN - Dioden durch Induktivitäten wechsellspannungsseitig von



der Schaltung getrennt. Induktivitäten in dieser Funktion werden auch als DCF (DC feed) bezeichnet.

Die antiparallele Schottkydiodenbeschaltung D4 vom Type HBAT540C (Avago Technologies, San Jose, USA) bietet einen zusätzlichen Schutz gegen Spannungsspitzen. Für eine dauerhafte Überspannung ist eine solche Schaltung nicht geeignet. Die Schottkydiode D7 dient zum Begrenzen der induzierten Spannungen, die beim Abschalten der Spule entstehen.

### 6.3.1 PIN Limiter Diode als Empfängerschutzschaltung

Die zu lösende Aufgabe ist, dass man eine Schutzschaltung benötigt, die sehr sensitiv für kleine Signalpegel ist, gleichzeitig aber auch hohe Störspitzen und Störsignale dissipiert. Die Antiparallelschaltung von Schottkydioden, ein sogenannter Clipping Circuit, führt Spannungsspitzen, die die Vorwärtsspannung der Schottkydiode ( $\sim 0,3V$ ) überschreiten, gegen Masse ab. Die Ansprechzeit der Schottkydioden ist sehr kurz, allerdings sind Schottkydioden nicht für das dauerhafte Abführen von Überspannungen geeignet. Durch das "Clippen" der Spitzen entstehen auch unerwünschte harmonische Oberwellen. Im Vergleich dazu wären Zenerdioden zum Dauerbetrieb im Überspannungsbereich geeignet, haben aber zu hohe Durchbruchspannungen.

Die PIN - Diode 1 kann aufgrund ihrer Kapazität  $C_T$  im Sperrzustand den angelegten HF - Puls während des Sendens (Transmitfall) nicht vollständig sperren. Die verbleibende HF und etwaige Störspitzen müssen von der dahinterliegenden Schutzschaltung abgefangen werden.

Daher wurde zusätzlich zu einer Antiparallelschaltung von Schottkydioden eine einfache PIN Limiter Schutzschaltung eingebaut.

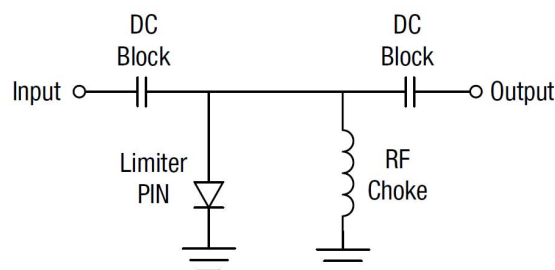


Abbildung 25: Einfache PIN - Limiter Schutzschaltung [19]

Diese Schaltung ist sehr gut für Anwendungen geeignet, bei der Senden und Empfangen (Transmit/Receive) über einen Pfad geführt werden. In ihrer einfachsten Form wird eine PIN Limiter Schutzschaltung aus einer PIN - Diode und einer dazu parallelen Induktivität gegen Masse aufgebaut. Das Signal wird über DCB - Kondensatoren der Schaltung zugeführt. Die Schaltung liegt im Shunt-Pfad zum Hauptsignalpfad.

Die Schaltung agiert wie ein von der Leistung des Störsignals kontrollierter Widerstand. Dazu ist die Verwendung einer speziellen PIN - Diode notwendig, die eine besonders schmale Intrinsic Zone (I - layer) aufweist. Bei der PIN Limiter Diode CLA4609 ist die I - Zone  $28\mu\text{m}$  dick, im Vergleich zur PIN - Diode MA4P7100, die eine Dicke der I - Zone von  $100\mu\text{m}$  aufweist. Die Minoritätsladungsträgerlebenszeit in der I - Zone ist durch eine spezielle Dotierung besonders kurz. Liegt kein großes Eingangssignal an, ist die Diode im Sperrzustand. Der Parallelwiderstand  $R_p$  und die Kapazität  $C_t$  der Diode liegen parallel gegen Masse (siehe Kap 6.1). Die maximale Einfügungsdämpfung (Insertion loss) der PIN Limiter Diode beträgt in diesem Betriebszustand  $0,5\text{dBm}$ .

Liegt ein hohes HF - Signal und damit eine hohe elektrische Feldstärke über der Raumladungszone der PIN Limiter Diode an, so werden freie Ladungsträger in die I - Zone verschoben und dadurch entsteht ein Gleichstromfluss. Für den Stromfluss muss ein DC - Pfad geschaffen werden, dieser ist durch die parallele Induktivität realisiert. Durch den Stromfluss wird die PIN Limiter Diode in den Durchlasszustand geschaltet, der wirksame Widerstand ist nur noch der Widerstand in Durchlassrichtung ( $R_s \sim 1,5\Omega$ ). Die parallele Induktivität muss eine genügend große Reaktanz bieten, außerdem soll ihre Eigenresonanzfrequenz außerhalb des Frequenzbereiches des Messbereiches liegen. Die Amplitude von großen Eingangssignalen kann damit um  $20 - 30\text{dB}$  reduziert werden.

Die Leistung des unerwünschten HF - Signals wird größtenteils allerdings nicht von dem Limiterkreis dissipiert, sondern, durch die nun niederohmige PIN Limiter Diode kommt es zu einer Fehlanpassung des Störsignals. Dieses wird dadurch größtenteils wieder zurück zu dessen Ursprung reflektiert. Die Diode kann nur einige Milliwatt Signalleistung dissipieren, aber eine vielfach größere Leistung reflektieren. Diese muss allerdings irgendwo am Ursprung dissipiert werden.

Liegt nur der Signalpegel des Messsignals am Input der der Schaltung an, in unserem Fall einige  $\mu V$ , so reicht die Energie des Signals nicht aus, ein genügend großes E - Feld über der PIN - Diode zu erzeugen, sodass diese leitend wird. Die einfache PIN Limiter Schutzschaltung lässt Signale bis zu einer Leistung von ca. 10dBm ohne Erhöhung der Einfügungsdämpfung passieren.

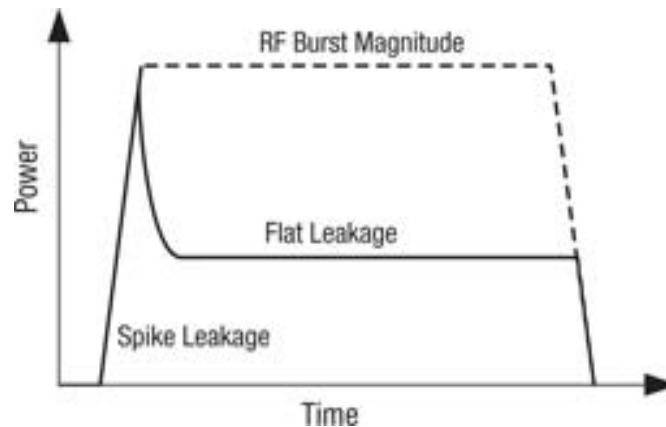


Abbildung 26: Ansprechzeit der Limiterschaltung [19]

Der Nachteil dieser Schaltung ist, dass die PIN Limiter Diode erst ab einer gewissen Ladung der RLZ leitend wird. Die Signalenergie bis zu diesem Zustand kann trotzdem die Schaltung passieren und äußert sich in einer Spannungsspitze am Output. Wird ein HF - Burst an die PIN Limiter Diode angelegt, der die Diode in den niederohmigen Zustand führt, so ist nach dem Abschalten von diesem, die Diode noch für eine gewisse Zeit im niederohmigen Zustand. Während dieser "delay" - Zeit wird jegliches Signal gegen Masse abgeführt. Diese Erholungszeit hängt wesentlich von der Minoritätsträgerlebenszeit ab. Für die PIN Limiter Diode CLA4609 ergibt sich durch ihren niedrigen seriellen Widerstand von  $R_S = 2,5 \Omega$  in dieser Beschaltung eine zusätzliche Isolation von 20 dB.

$$I_{so} = 20 \log \left( \frac{Z_0}{2 \cdot R_S} \right) \quad (22)$$

Ein kleiner Anteil des unerwünschten HF - Signals wird nicht reflektiert und muss von der Diode dissipiert werden (*flat leakage*, siehe Abb. 26). Ist der dissipierte Signalanteil auf Dauer zu hoch, so wird die Diode thermisch zerstört. Besseren Schutz bei hohen Signalleistungen bietet eine mehrstufige Limiter Schutzschaltung. Soll die Schaltung schneller reagieren, kann die Induktivität in der Schaltung durch eine geeignete Schottkydiode ersetzt werden [19][28][21].

## 6.4 Simulation mit Exponentialleitung

Zur Ansteuerung der PIN - Dioden wurden die notwendigen Quellen erstellt (nicht Teil dieser Arbeit) und die Schaltung damit simuliert. Die Pulse müssen von  $-110V$  auf ca.  $+1V$  ansteigen und umgekehrt. Die Pulsanstiegszeit muss extra bedämpft werden, weil zu schnell ansteigende Schaltflanken zu unerwünschten Spitzen führen. Dies kann sich besonders negativ kurz nach erfolgter Anregung auswirken, da kurz nach der Anregung das zu messende Signal anliegt.

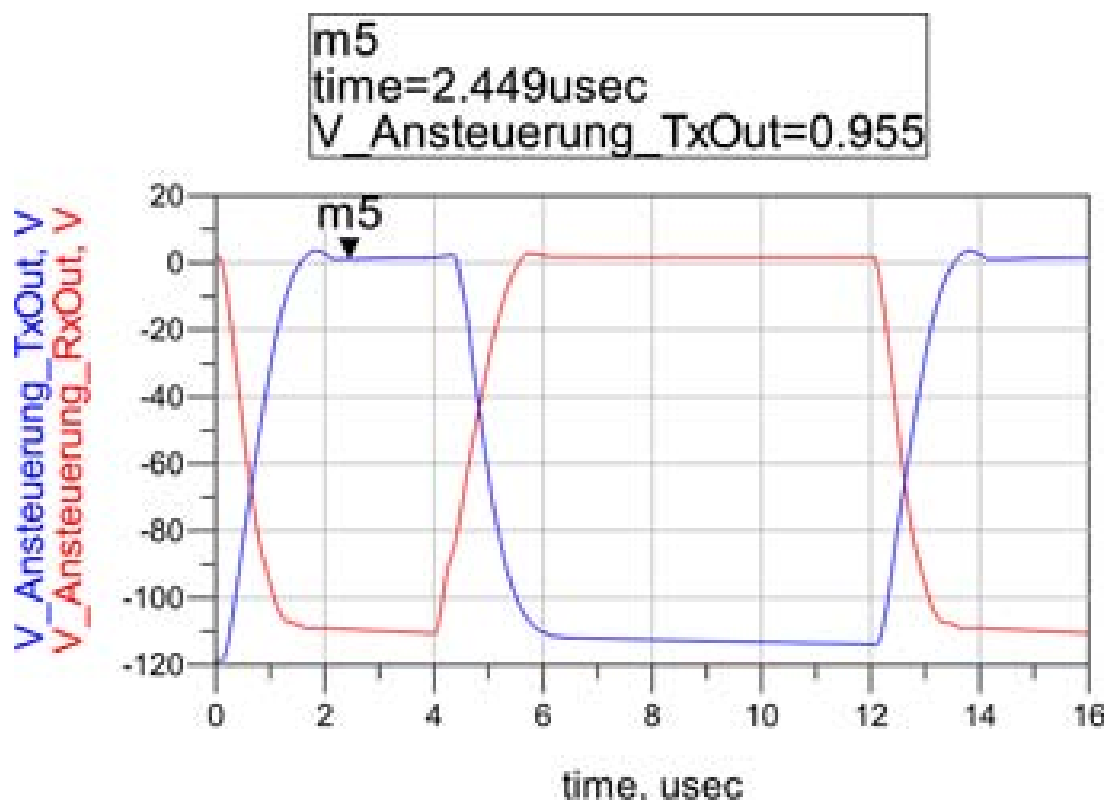


Abbildung 27: Verlauf der Ansteuerungspegel von TxOut und RxOut

Die Pulsdauer der Anregung für die Messung soll  $100\mu s$  betragen, für eine kürzere Simulationszeit wurde diese hier mit  $2\mu s$  angenommen. Eine Anregung erfolgte zwischen  $t = 2\mu s$  bis  $t = 4\mu s$  und  $t = 6\mu s$  bis  $t = 8\mu s$ . Sobald die PIN - Diode 1 in Durchlassrichtung angesteuert worden war (positiver Signalpegel), konnte die Messung erfolgen. Die fallende Flanke des Ansteuerungspulses für TxOut musste schneller abfallen als die steigende Flanke des RxOut Ansteuerungspulses anstieg. Damit wurde die anregende HF sicher vor der Freischaltung des Messeingangs abgeschaltet.

Zwischen  $t = 6\mu s$  bis  $t = 8\mu s$  wurde ein unabsichtlicher Anregungspuls simuliert. Damit sollte getestet werden, ob die Schaltung diesen sperrt.

An der Exponentialleitung ( $V\_Exponentialline$ ) lag eine Spannung mit einer Amplitude von cirka.  $90V_p$  an. Diese wurden von der Exponentialleitung auf ca.  $28V_p$  transformiert. Der Strom stieg idealerweise von  $1.6A_p$  auf  $5A_p$  an ( Abbildung 28).

Die Schaltflanken können durch eine besser geeignete Schaltung noch optimiert werden, damit das Messsignal einfacher gemessen werden kann. Am Port zum NWA lagen während der Anregung und während der Schaltvorgänge maximal  $\pm 1V$  an ( Kapitel 7, Abb.37).

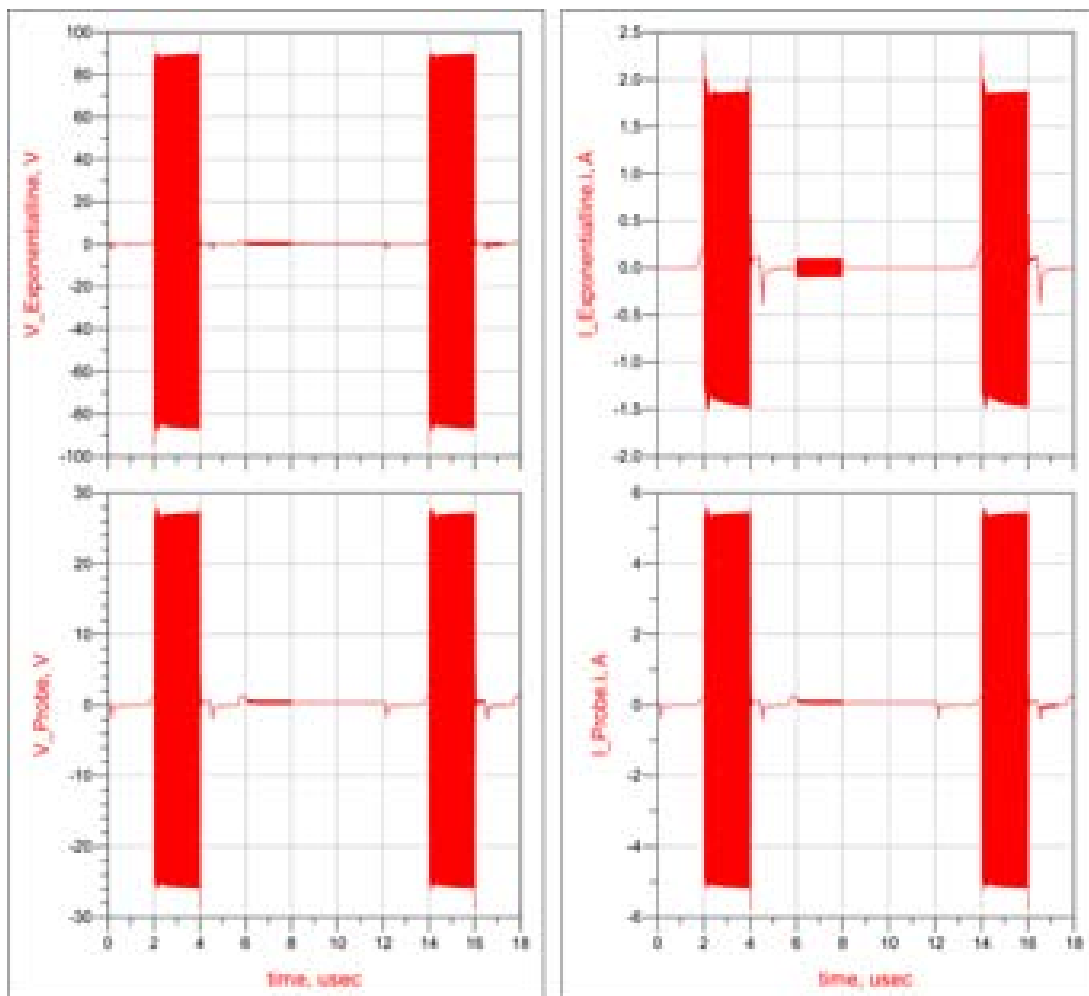


Abbildung 28: Spannungs - und Stromverhältnisse vor und nach der Transformation durch die Exponentialleitung

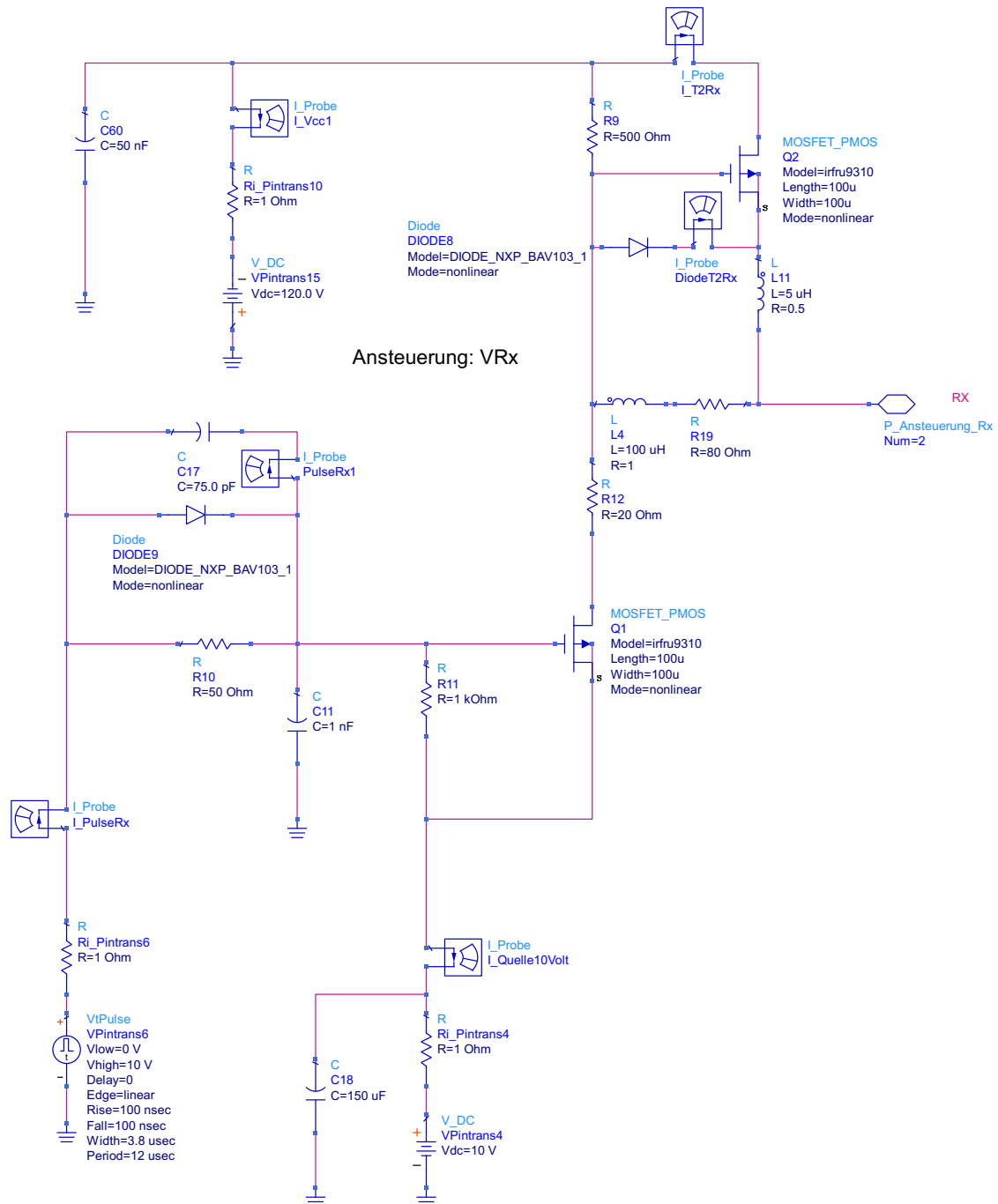


Abbildung 29: Schaltung mit diskreten Bauteilen für die Ansteuerung der PIN Diode 1. Die PIN Diode 1 wird im Empfangsfall in Vorwärtsrichtung betrieben und während des Sendens in Sperrichtung.

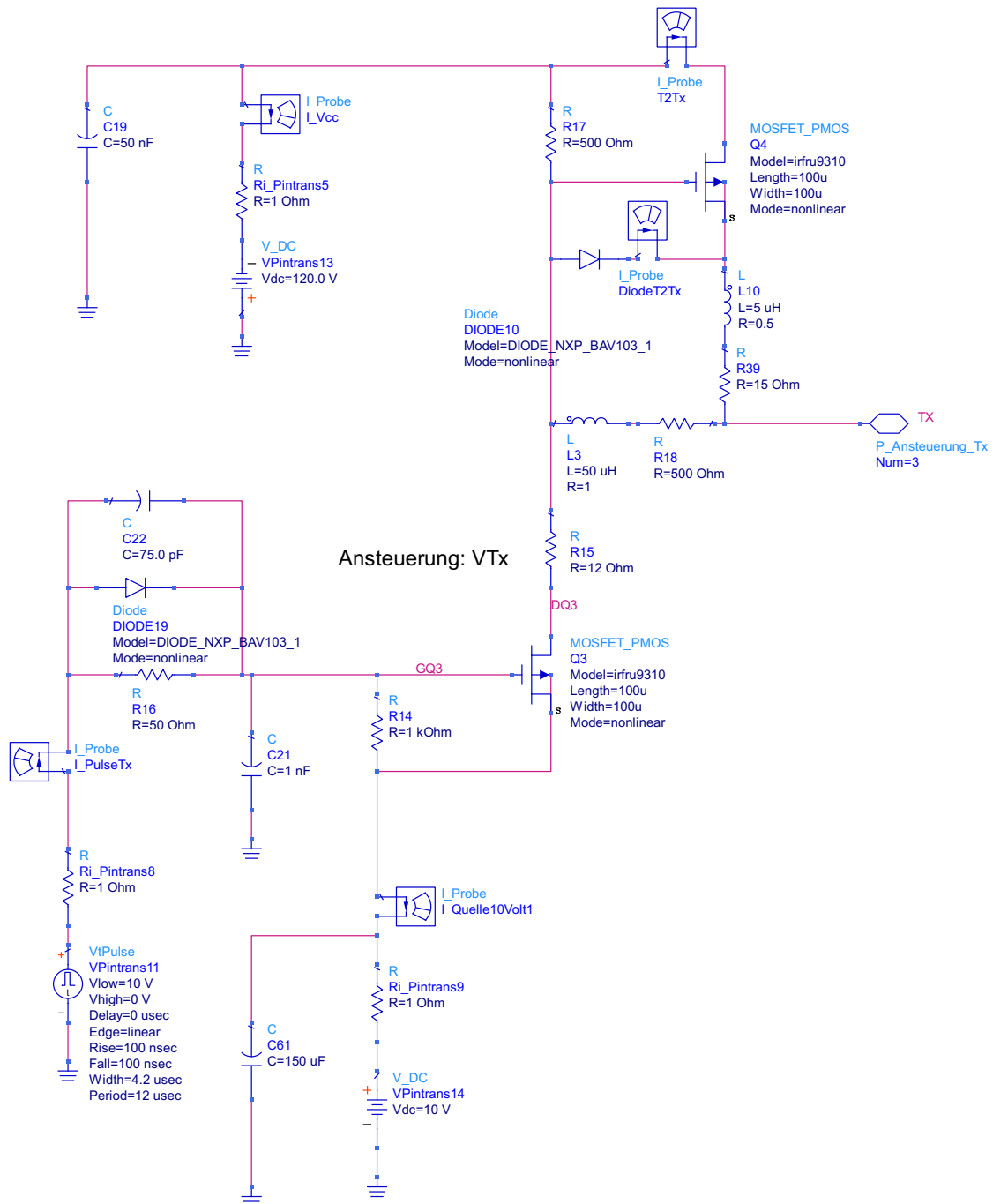


Abbildung 30: Schaltung mit diskreten Bauteilen für die Ansteuerung der PIN Diode 2. Umgekehrt zu PIN Diode 1 wird die PIN Diode 2 im Sendefall in Vorwärtsrichtung betrieben und während des Empfangs des Messsignals wird mit dieser Diode etwaiges Rauschen des PA abgeblockt. (PIN Diode 2 in Sperrrichtung)

# Kapitel 7

## Ergebnisse

### Probespule

Es wurde in der loop - Gap Spulenform eine geeignete Spulenform gefunden, welche die Anforderungen an die geringe Induktivität, sowie an die Feldhomogenität erfüllt.



Abbildung 31: Probespule als loop - Gap Spule ausgeführt

### Exponentialleitung

Die idealen Glieder der Exponentialleitung wurden berechnet und mit realen Bauteilwerten simuliert. Dazu wurden die Microstripbauteile getrimmt und auch die Bauteilwerte angepasst. Schrittweise wurde die Gesamtschaltung mit den realen Bauteilwerten simuliert und um die Transmissionliniestücke erweitert, die zum Anschluss der weiteren Bauteile im Layout benötigt wurden. (Abb. 32).

Die Vorderseite des so erstellten Layouts ist auf Abbildung 33 ersichtlich, die Rückseite, die schirmende Massenfläche, auf Abbildung 34.



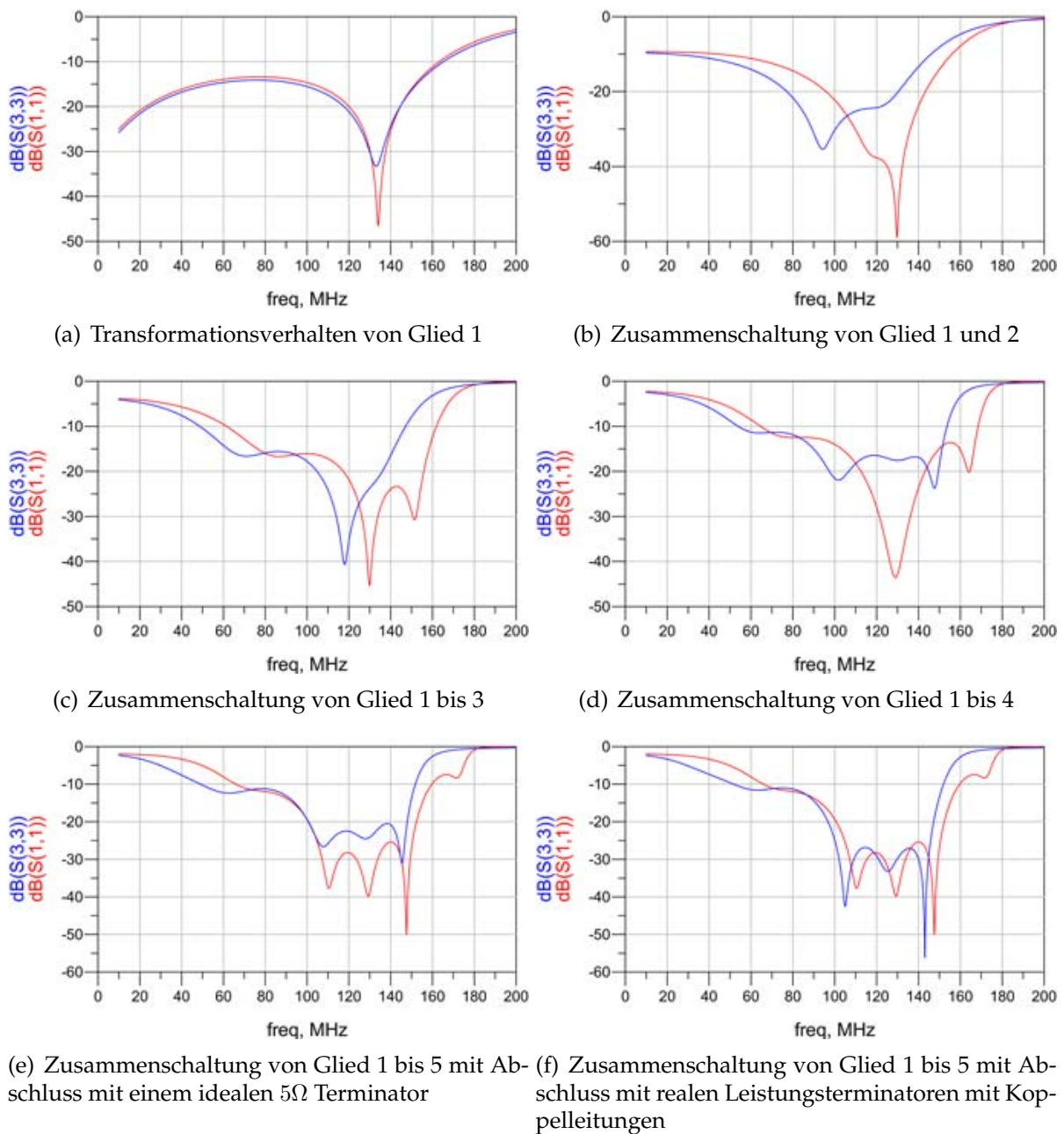


Abbildung 32:  $S_{11}$  Eingangsfaktor der idealen Exponentialleitung,  $S_{33}$  Eingangsfaktor der realen Exponentialleitung.

Während des Aufbaus der Exponentialleitung auf dem Layout weicht das Transformationsverhalten stark vom dem der idealen Exponentialleitung ab. Nach dem Einfügen aller Leitungsstücke konnte eine gute Deckung der Kurven erreicht werden. Dazu mussten die Bauteile aller Transformationsglieder immer wieder geringfügig in ihren Werten verändert werden.

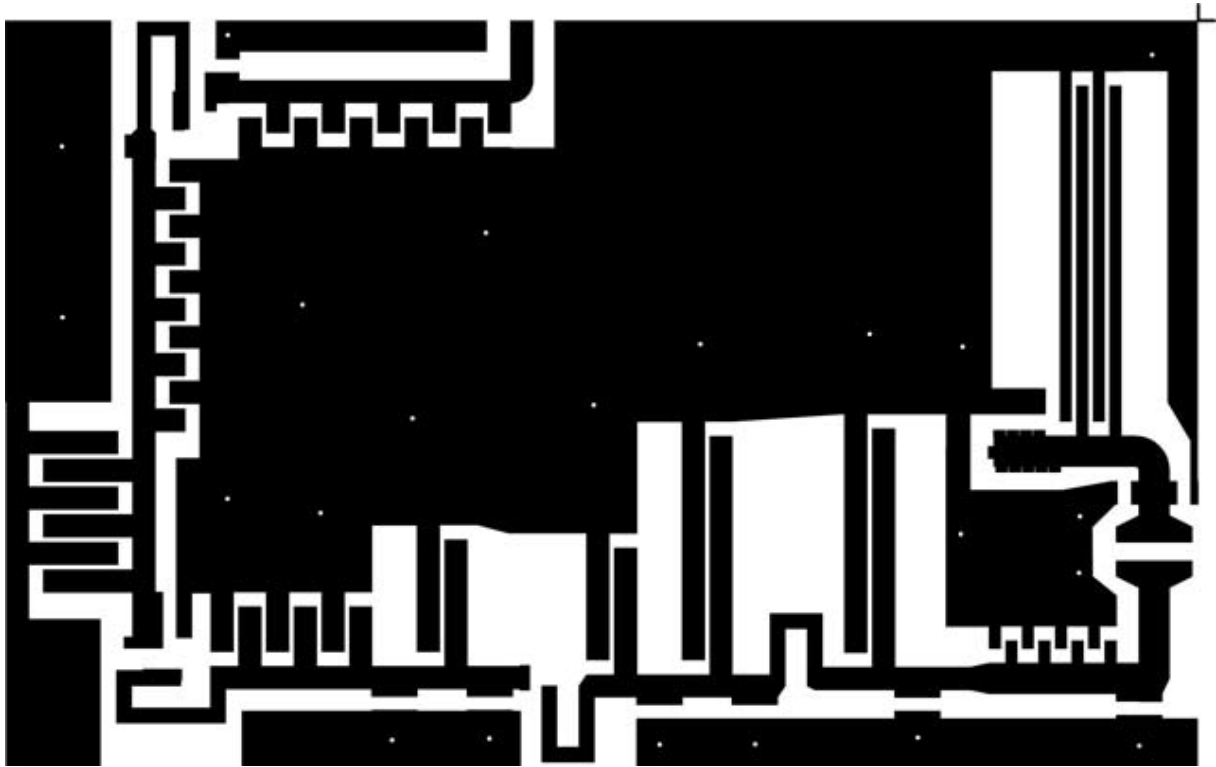


Abbildung 33: Vorderseite des Layout des Prototyps in Originalgröße

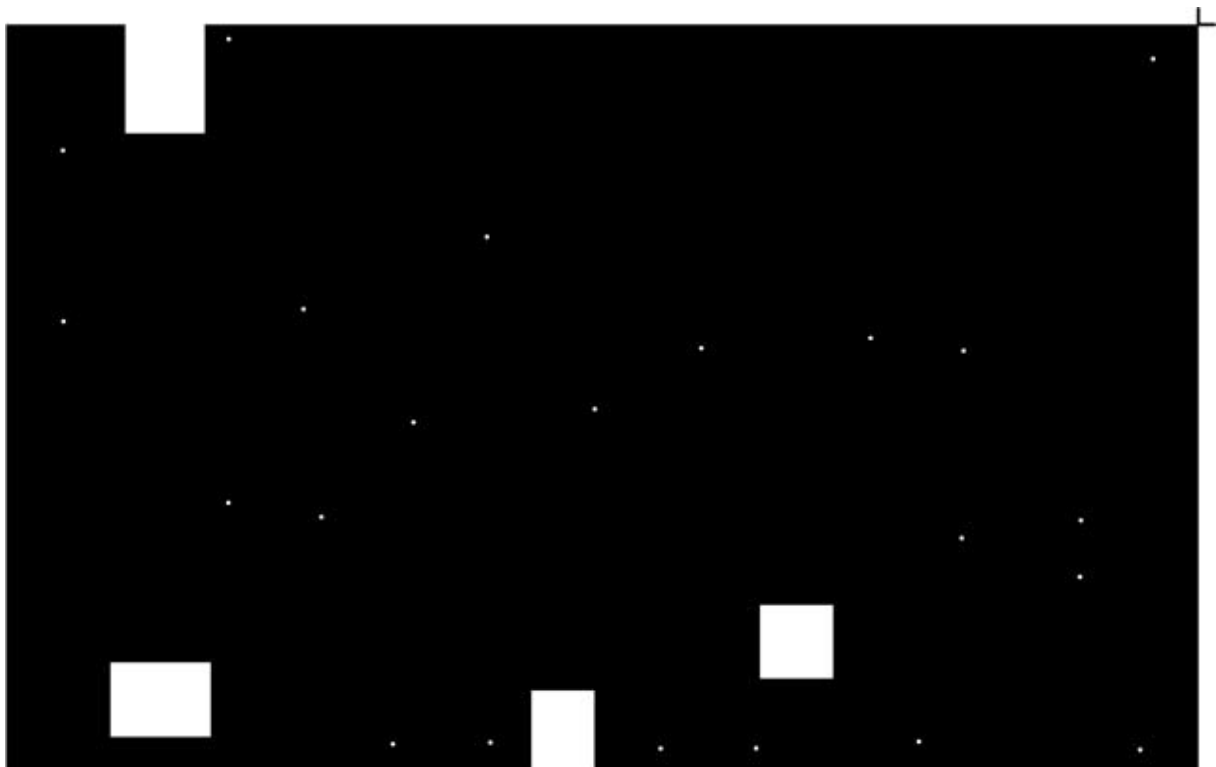


Abbildung 34: Rückseite des Layout des Prototyps in Originalgröße

Geeignete Bauteile wurden ausgewählt. Ein erster Prototyp des PCB wurde in Fertigung gegeben. Das PCB wurde mit den vorhandenen Bauteilwerten bestückt und mit einem SMA - Stecker RSA-3570-1-047 (RF Industries Ltd, San Diego, USA) versehen. Die VIAs wurden durchkontaktiert und auch der Rand der Platine wurde mit einer Durchkontaktierung aus Kupferblech versehen. Die  $S_{11}$  - Parameter der bestückten Platine wurden mit dem NWA gemessen.

Zur Erreichung des geforderten Eingangsreflexionsfaktors wurden die ersten 4 Glieder mit trimmbaren Kapazitäten versehen und auch die Bauteilwerte der übrigen Glieder noch etwas angepasst. Abbildung 35 zeigt den fertig bestückten und getrimmten Prototypen.

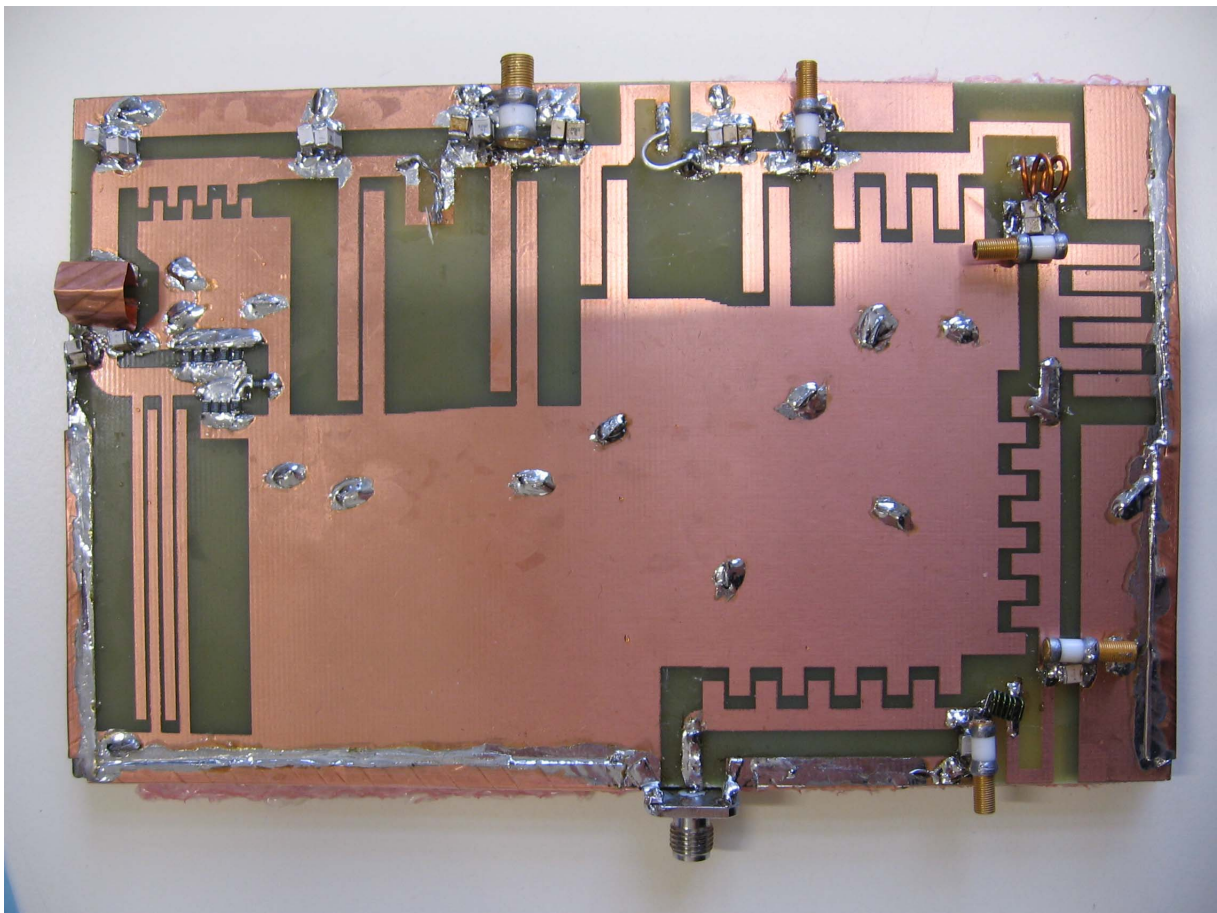


Abbildung 35: Foto des gefertigten Prototyps der Exponentialleitung

Damit konnte ein Eingangsreflexionsfaktor von  $-20\text{dB}$  über eine Bandbreite von  $92\text{MHz}$  bis  $143\text{MHz}$  erreicht werden. Siehe Abbildung 36. Das Verhalten des Aufbaus weist eine geringe Verschiebung der Messkurve, im Vergleich zu den simulierten Transformationsleitungen, zu niedrigeren Frequenzen hin auf. Beim Trimmen der einzelnen Glieder zeigte sich, dass sich durch eine Erhöhung der Induktivität, der Resonanzpol nach links verschob. Aufgrund diesem Verhaltens deutet es daraufhin, dass der Prototyp zusätzliche induktive Anteile enthält.

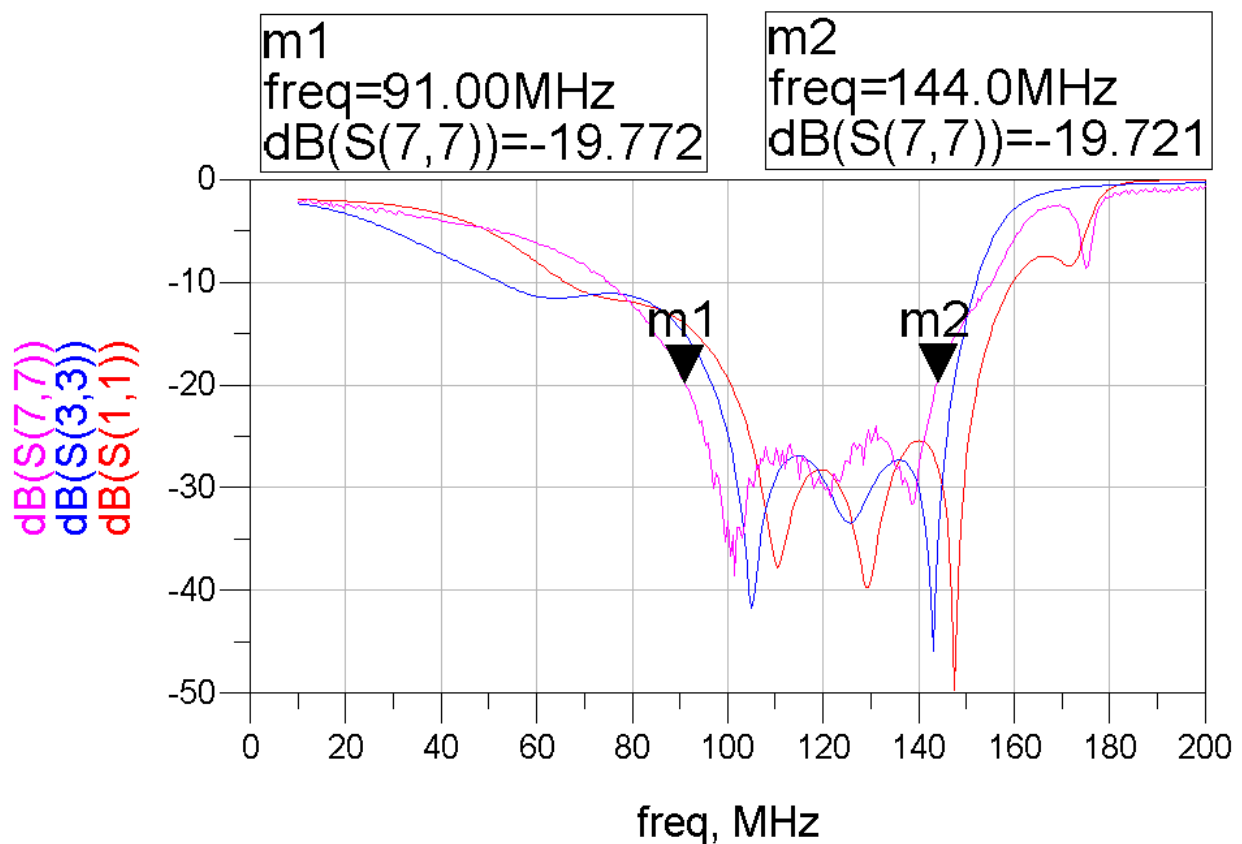


Abbildung 36: Vergleich der Ergebnisse:  $S_{11}$  Eingangsreflexionsfaktor der idealen Exponentialleitung,  $S_{33}$  Eingangsreflexionsfaktor der Exponentialleitung mit simulierten Bauteilen,  $S_{77}$  Eingangsreflexionsfaktor von der Messung des Prototyps

## Transmit Receive Switch

Die Vorgabe für einen High Power Broadband Antenna Switch wurde adaptiert und mit einer PIN Limiter Diodenschaltung verbessert. Ein Schaltplan dafür wurde mit dem Programm ADS erstellt, siehe Abbildung 24.

Damit der Eingang des NWA sicher vor der anregenden HF isoliert ist, wurden die dazu passenden PIN - Dioden ausgewählt. Die Schaltung wurde auf Funktionalität mit dem Programm ADS simuliert. Die Ausgangsspannung am Port zum NWA konnte auf maximal  $\pm 1V$  begrenzt werden und wird in Abbildung 37 dargestellt.

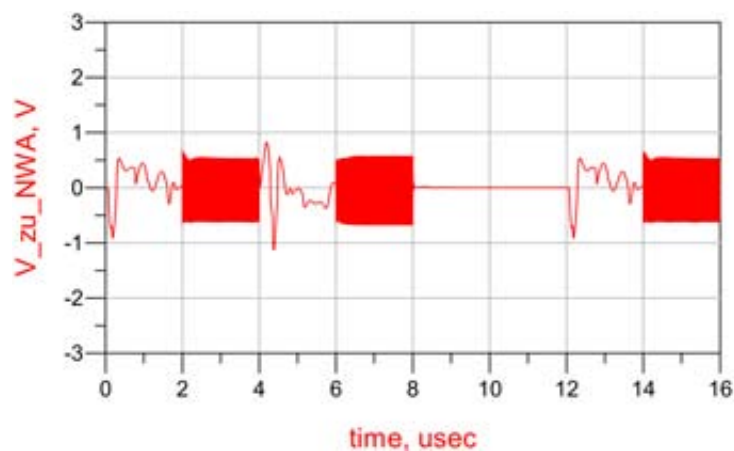


Abbildung 37: Maximale Ausgangsspannung am Port zum NWA

Sollte es zu einer unerwünschten Anregung kommen, so wurde diese durch den TxRx Switch wirksam unterdrückt. Die Schalttransienten, die durch das Schalten der PIN Dioden entstanden konnten verringert, aber nicht ganz eliminiert werden.

## Allgemeine Tätigkeiten

Ein HF - dichtes Gehäuse wurde für die Wiederverwendung vorbereitet. Die original darin verbauten Durchführungskondensatoren wurden auf ihre Funktionalität überprüft und für die Weiterverwendung vorbereitet.

Es wurden die Programme LTSpice (Linear Technology, Milpitas, USA), PSpice (Cadence Design Systems Inc., San Jose, USA) und ADS zur Simulation der Aufgabenstellung getestet. Im Programm ADS wurden verschiedene Modelle von PIN Dioden studiert und getestet. Weiters wurden die Layoutpads für alle verwendeten Bauteile sowie für die Probspule erstellt.

# Kapitel 8

## Diskussion

Ziel dieser Diplomarbeit war es, mit vorhandenen Komponenten einen Aufbau für die Messung eines Quadrupolresonanzsignals zu erstellen. Damit sollte als Probemessung und zum Testen der Funktionalität eine Probe mit Calciumiodid vermessen werden, dessen Quadrupolresonanzfrequenz bei  $129\text{MHz}$  liegt. Die Erstellung der einzelnen Komponenten, die den Messaufbau vervollständigen, gestaltete sich umfangreicher als auf den ersten Blick ersichtlich. Da die einzelnen Komponenten des Messaufbaus auch unabhängig voneinander geplant werden konnten, wird in der Diskussion auch nach einzelnen Punkten aufgelistet.

### Probespule

Es wurde eine möglichst induktivitätsarme Spule gesucht. Dieses wäre recht einfach zu realisieren mit einer Spule mit nur einer Windung bei einem Durchmesser von ungefähr  $5\text{mm}$  [4]. Eine solche Spule bietet aber nicht die geforderte Feldhomogenität. Aus einem inhomogenen Magnetfeld resultieren nichtuniforme Flipwinkel, das Summensignal ist somit geschwächt.

Die Spulendimensionierungsrichtlinien nach [15] und [16] konnten nur schwer zum Design herangezogen werden, da in dieser Abhandlung kaum Spulen unter ähnlichen Bedingungen beschrieben werden. Bessere Hilfestellung bot [10].

Auch der Ansatz des Aufbaus einer Spule nach dem Helmholtzprinzip gestaltete sich schwierig. Für ein Volumen von  $1\text{ cm}^3$  hätte eine Spule nach dem Helmholtzprinzip einen Radius von  $6,827\text{mm}$ . Eine einzelne Leiterschleife mit diesem Radius und einer

Drahtstärke von 0,8mm erzeugt bereits eine Induktivität von 12nH [4]. Durch die Parallelschaltung mehrerer Windungen einer Spule kann ein homogenes Feld bei einer niedrigen Induktivität erzeugt werden.

Die konzipierte Probespule nach dem loop-gap Prinzip (aus [10]) erfüllt die Anforderungen, bis auf die des Volumens. Die verwendete Probespule weist nur ein maximales Probevolumen von  $0,5\text{cm}^3$  auf, im Vergleich zum geforderten Volumen von  $1\text{cm}^3$ . Damit kann bei gleicher Anregung nur halb soviel Signalstärke erzielt werden, aber diese Spule war der beste, bis jetzt gefundene, Kompromiss. Möglicherweise weist die Spule, wenn sie mit der Probe befüllt ist, eine höhere Güte auf, da durch die Befüllung das elektrische Feld verringert wird und somit auch die dielektrischen Verluste sinken [10].

Eventuell kann man mehr Signalstärke erzielen, wenn man die Feldstärke in der Spule weiter erhöht. Möglich wäre auch ein Aufbau einer Spule, in Form einer mehrschichtigen Leiterplatte PCB. Zur Induktivitätsverringeringung müssten die Windungen mehrerer Schichten parallel geschaltet werden, d.h. die Spule wäre dann wiederum ähnlich im Aufbau wie eine Helmholtzspule.



## Exponentialleitung

Der Ansatz für den Aufbau einer Exponentialleitung mit binomischer Stufung wurde der Abhandlung von [9] entnommen. Nach der Simulation der idealen Exponentialleitung (Abbildung 12) könnte man allerdings sagen, dass das Simulationsergebnis eher einer geometrischen Stufung entspricht. Siehe [37, Seite 112 f] oder auch Abbildung 38.

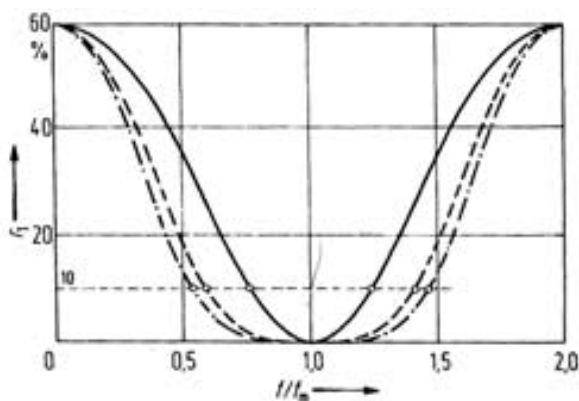


Abb. 3.1/10. Reflexionsfaktor  $r_1$  bei binomischer Stufung ( $t = 4$ ) abhängig von der normierten Frequenz  $f/f_m$ . —  $n = 2$ ; - - -  $n = 4$ ; - · - · -  $n = 5$

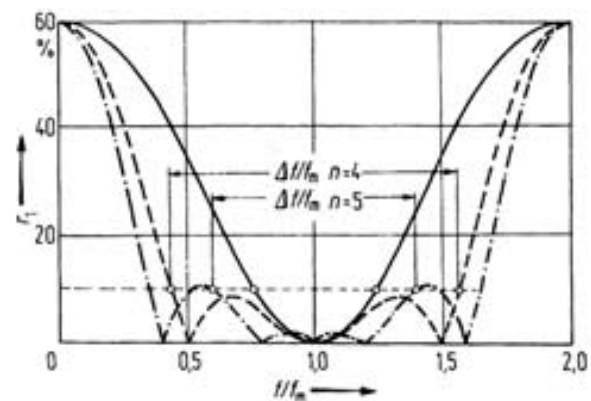


Abb. 3.1/11. Reflexionsfaktor  $r_1$  bei geometrischer Stufung ( $t = 4$ ) abhängig von  $f/f_m$ . —  $n = 2$ ; - - -  $n = 4$ ; - · - · -  $n = 5$

Abbildung 38: Abbildung aus [37, Seite 112] zum Vergleich des Reflexionsfaktors bei binomischer und geometrischer Stufung

Für die binomische Stufung sollten sich keine so ausgeprägten Pole ergeben, welche die Eigenschaft besitzen, bei geringen Abweichungen von den berechneten Werten, sich stark in ihrer Ausprägung zu verändern. Siehe auch Kapitel 4.5. Außerdem wurden in der verwendeten Literatur solche Transformationsschaltungen meistens für Frequenzbereiche über 1 GHz aufgebaut, was den Vergleich mit dem vorhandenen Aufbau schwierig macht. Zum Aufbau der Exponentialleitung wurde eine Mischung aus diskreten Bauteilen und Microstripbauteilen verwendet. Es wurde versucht, die Vorteile beider Bauteilearten zu vereinen. Möglich, dass man beide Arten von Bauteilen noch besser miteinander kombinieren kann, z.B. in dem man bewusst längere Transmissionlines im Layout einsetzt, die an vordefinierten Stellen mit diskreten Bauteilen bewusst in ihrer Eigenschaft verändert werden könnten. Die Spulen könnten auch durch meanderförmige Spulen ersetzt werden, die neben ihrer Induktivität auch einen größeren kapazitiven Anteil besitzen.



Schwierig gestaltete sich der Aufbau des Prototypen, da nicht alle eingeplanten Bauteilwerte vorhanden waren und somit große Bauteiltoleranzen in Kauf genommen werden mussten. Grundsätzlich wurde aber demonstriert, dass ein Aufbau einer Exponentialleitung, nach dieser Art funktioniert. Es muss noch getestet werden, ob die Microstripkapazitäten in dieser Ausführung die geforderte Spannungsfestigkeit besitzen. Eine Möglichkeit die Spannungsfestigkeit von Microstripkapazitäten oder Leiterbahnen auf einem PCB zu erhöhen ist, die Oberfläche mit einer Silikonschicht zu überziehen [3, Seite 249], allerdings wird dadurch auch die Dielektrizitätskonstante verändert und die Berechnungen für die Microstripkapazitäten müssten angepasst werden.

### Transmit Receive Switch

Durch das Schalten eines sehr energiereichen HF - Signals mit einem Spannungspegel von ca.  $70V_{eff}$  bei einem Strom von ca.  $1,41A_{eff}$  ergab sich ein hoher Anspruch an die Auswahl der Bauteile, insbesondere bei der Auswahl der PIN - Dioden. Grundsätzlich werden PIN - Dioden als Massenprodukt hergestellt und sind für Standardanwendungen auch einfach käuflich erhältlich. Bei diesen besonderen Anforderungen an die PIN - Dioden wurde die Auswahlmöglichkeit stark eingeschränkt. Zudem muss speziell jene PIN Diode, die den Eingang des NWA während der Messung von der Exponentialleitung trennt, eine besonders niedrige Kapazität im Sperrzustand aufweisen. Der Einsatz von PIN - Dioden, die in magnetischer Umgebung verwendet werden können, war nicht erforderlich.

Durch das Schalten der hohen Spannungspegel ergaben sich unerwünschte Spitzen, besonders auch in diesem Zeitbereich in dem das Messsignal aufgenommen werden sollte. Das Überschwingen wurde durch die Wahl möglichst langsamer Schaltflanken gering gehalten.

Dies hat kaum Einfluss auf die Funktionalität der Schaltung, ausgenommen nach dem Abschalten des HF - Pulses, d.h. beim Übergang des Port Ansteuerung\_Tx von High auf Low und dem Übergang des Port Ansteuerung\_Rx von Low auf High, da das Quadrupolsignal eigentlich schon während der Anregung anliegt und kurz darauf anfängt, zu relaxieren. Durch mehrfache Anregung und Mittlung der Messsignale, sowie durch Korrektur der systematischen Messfehler könnte die Signalqualität verbessert werden.

# Literaturverzeichnis

- [1] Firas Mohammed Ali. Estimate microstrip substrate relative dielectric constant. <http://mwrf.com/components/estimate-microstrip-substrate-relative-dielectric-constant>, 2013. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [2] G. D. Alley. Interdigital Capacitors and Their Application to Lumped-Element Microwave Integrated Circuits. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 18(12):1028–1033, 1970.
- [3] I. J. Bahl and D. K. Trivedi. A designer’s guide to microstrip line. *Microwaves*, pages 174–182, 1977.
- [4] EEWeb Electrical Engineering Community. Eeweb tools. <http://www.eeweb.com>, 2013. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [5] S.S. Eaton, G.R. Eaton, and L. Berliner. *Biomedical EPR - Part B: Methodology, Instrumentation, and Dynamics*. Springer-Verlag GmbH, 2010.
- [6] Hans Ruhswurm Franz Krikava. *Lehrbuch der Grundlagen der Elektrotechnik für technische und gewerbliche Lehranstalten Band II: Einführung in die Wechselstromtechnik*. R. Oldenbourg Verlag, 1974.
- [7] H. Fricke, K. Lamberts, and E. Patzelt. *Grundlagen der elektrischen Nachrichtenübertragung*. Teubner B.G. GmbH, 1979.
- [8] G. González. *Microwave transistor amplifiers: analysis and design*. Prentice Hall, 1997.
- [9] V. Gonzalez-Posadas, D. Castro-Galan, J.L. Jimenez-Martin, D. Segovia-Vargas, and C. Martin-Pascual. Lumped high-low pass balun for ultra wide band printed balanced antennas. In *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on*, pages 1 –6, nov. 2006.

- [10] M. Joel, M. Lupu, and A. Briguet. *NMR Probeheads for Biophysical and Biomedical Experiments: Theoretical Principles and Practical Guidelines (2nd Edition)*. Imperial College Press, 2013.
- [11] P.P. Man. Quadrupole Couplings in Nuclear Magnetic Resonance, General. *Encyclopedia of Analytical Chemistry*, 2006.
- [12] M. Mehdizadeh, T.K. Ishii, J.S. Hyde, and W. Froncisz. Loop-gap resonator: A lumped mode microwave resonant structure. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 31(12):1059–1064, dec. 1983.
- [13] Engineer Microsemi and Corp Pin. Microsemi-watertown the pin diode circuit designers' handbook the pin diode circuit designers ' handbook was written for the microwave and rf design. [http://www.ieee.li/pdf/pin\\_diode\\_handbook.pdf](http://www.ieee.li/pdf/pin_diode_handbook.pdf). Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [14] Microwaves101.com. Microwaves101.com. <http://www.microwaves101.com>, 2013. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [15] Kevin R. Minard and Robert A. Wind. Solenoidal microcoil design. part i: Optimizing rf homogeneity and coil dimensions. *Concepts in Magnetic Resonance*, 13(2):128–142, 2001.
- [16] Kevin R. Minard and Robert A. Wind. Solenoidal microcoil design—part ii: Optimizing winding parameters for maximum signal-to-noise performance. *Concepts in Magnetic Resonance*, 13(3):190–210, 2001.
- [17] Prof. Dr. Harald Schwalbe. Organische chemie iv: Vorlesungsskript , teil 1. [http://schwalbe.org.chemie.uni-frankfurt.de/sites/default/files/attachments/organische\\_chemie\\_iv/skript\\_teil\\_1.pdf](http://schwalbe.org.chemie.uni-frankfurt.de/sites/default/files/attachments/organische_chemie_iv/skript_teil_1.pdf). Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [18] X.Y. She and Y.L. Chow. Interdigital microstrip capacitor as a four-port network. *IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation)*, 133:191–197(6), June 1986.
- [19] Inc. Skyworks Solutions. Pin limiter diodes in receiver protectors. <http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/200480C.pdf>, 2008. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.

- [20] Inc. Skyworks Solutions. Design with pin diodes. [http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/Design\\_With\\_PIN\\_Diodes\\_200312D.pdf](http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/Design_With_PIN_Diodes_200312D.pdf), 2009. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [21] Inc. Skyworks Solutions. Cla4609-086lf: Surface mount limiter diode. [http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/CLA4609\\_086LF\\_201247H.pdf](http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/CLA4609_086LF_201247H.pdf), 2011. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [22] Ma-Com Technology Solutions. Establishing the minimum reverse bias for a pin diode in a high-power switch. <http://www.macomtech.com/Application%20Notes/pdf/AN3022.pdf>, 2009. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [23] Ma-Com Technology Solutions. High power pin diodes. [http://www.macomtech.com/datasheets/PIN%20HiPax\\_Series.pdf](http://www.macomtech.com/datasheets/PIN%20HiPax_Series.pdf), 2010. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [24] Agilent Technologies. Interdigital capacitor design. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-8912EN.pdf>, 2008. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [25] Agilent Technologies. Micap2 (microstrip interdigital capacitor (4-port)). <http://edocs.soco.agilent.com/display/ads2011/MICAP2+%28Microstrip+Interdigital+Capacitor+%284-port%29%29>, 2013. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [26] Agilent Technologies. Microstrip components. <http://edocs.soco.agilent.com/display/ads2011/Microstrip+Components>, 2013. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [27] Agilent Technologies. Mrind (microstrip rectangular inductor). <http://edocs.soco.agilent.com/display/ads2011/MRIND+%28Microstrip+Rectangular+Inductor%29>, 2013. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [28] Avago Technologies. Schottky enhanced pin limiter compact, low threshold and wideband. <http://www.avagotech.com/docs/AV02-2139EN>, 2010. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [29] U. Tietze, C. Schenk, and C. Schenk. *Halbleiter-Schaltungstechnik: [neuer Teil: Nachrichtentechnische Schaltungen]*. Springer Verlag, 2002.

- [30] Ioannis Tiritiris. *Untersuchungen zu Reaktivität, Aufbau und struktureller Dynamik von salzartigen closo-Dodekaboraten*. PhD thesis, Universität Stuttgart, Holzgartenstr. 16, 70174 Stuttgart, 2003. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [31] D.R. Vuj. *Handbook of Applied Solid State Spectroscopy*. Springer-Verlag GmbH, 2010.
- [32] Dominik Weishaupt, Victor D Köchli, and Borut Marincek. *Wie funktioniert MRI?* Springer Berlin Heidelberg, 2009. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [33] Wikipedia. pin-diode. <http://de.wikipedia.org/wiki/PIN-Diode>, 2012. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [34] Wikipedia. Frequenzband. <http://de.wikipedia.org/wiki/Frequenzband>, 2013. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [35] Wikipedia. Nuclear quadrupole resonance. [http://en.wikipedia.org/wiki/Nuclear\\_quadrupole\\_resonance](http://en.wikipedia.org/wiki/Nuclear_quadrupole_resonance), 2013. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [36] Prof. Tzong-Lin Wu. Microwave filter design. <http://ntuemc.tw/upload/file/2011021716275842131.pdf>, 2011. Letzter Aufruf am: 22.02.2013.
- [37] O. Zinke, H. Brunswig, A. Vlcek, H.L. Hartnagel, and K. Mayer. *Hochfrequenztechnik 1: Hochfrequenzfilter, Leitungen, Antennen*. Springer-Verlag GmbH, 2000.

# Abbildungsverzeichnis

1	Grundsätzliche Anordnung der Komponenten . . . . .	9
2	Messaufbau mit Dummyload . . . . .	10
3	Diskrete Energieniveaustände [30] . . . . .	13
4	Mehrfacher Übergang der Energieniveaustände für ein Atom mit einem Kernspin von $\vec{I} = 3/2$ [11] . . . . .	14
5	$\pi$ -Glieder oder Collinsfilter als Reaktanzvierpol . . . . .	18
6	Transformationsglieder mit ihren berechneten Wellenwiderständen . . .	19
7	Übersicht für die Berechnung der Wellenwiderstände mit binomischer oder mit geometrischer Stufung [37, Seite 110] . . . . .	20
8	geschirmter Streifenleiter und die Wellenausbreitung des E - und H - Feldes auf dem Streifenleiter [36]. . . . .	21
9	Abbildung der Parameter einer interdigitalen Kapazität im Programm ADS [25] . . . . .	24
10	Verhalten eines "Fingers" einer interdigitalen Kapazität als offener Stub [36] . . . . .	24
11	Exponentialleitung mit idealen Bauteilwerten . . . . .	26
12	$S_{11}$ -Kennlinie der idealen Exponentialleitung . . . . .	27
13	Anpassbedingung für einen $\lambda/4$ - Transformator . . . . .	29
14	Darstellung der Parameter einer Microstripinduktivität MRIND im Programm ADS [27] . . . . .	30

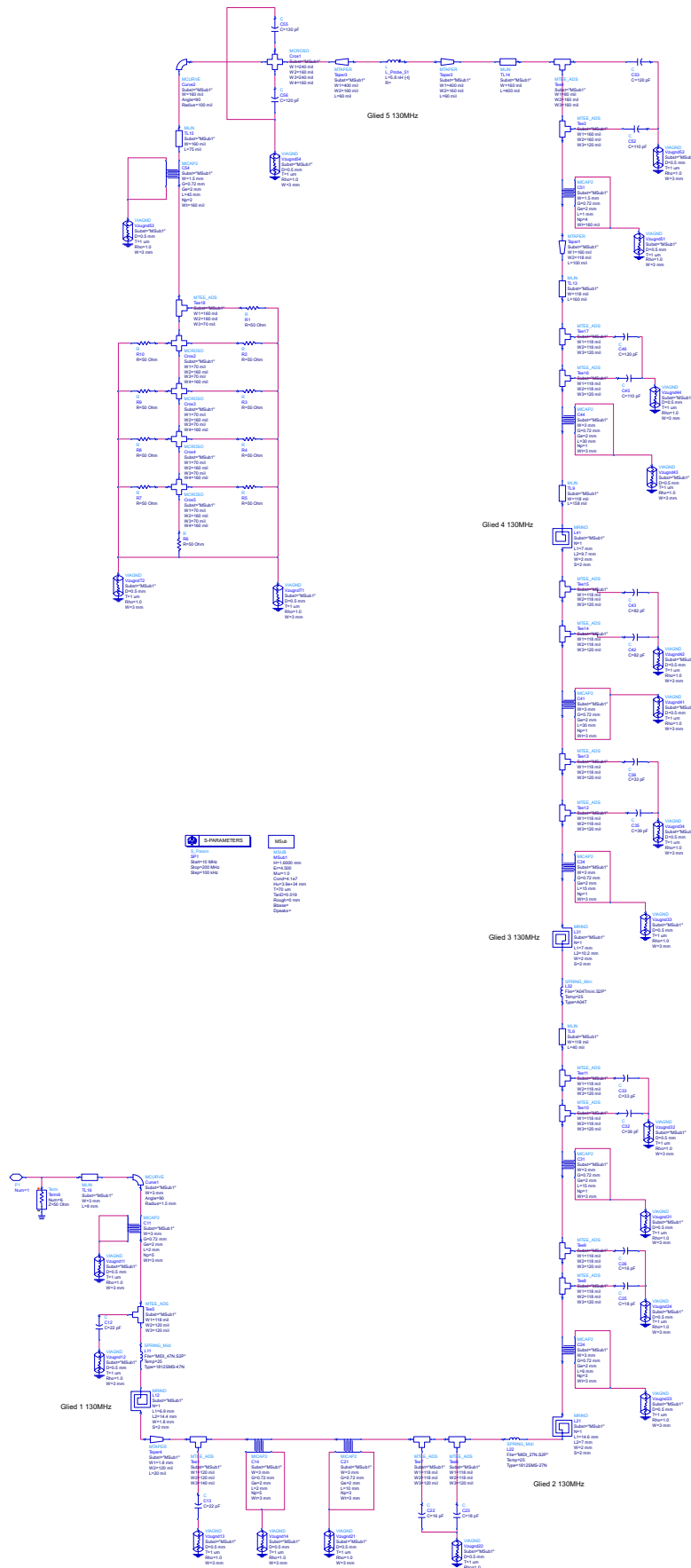
15	a.) Simulation eines idealen, angepassten $\lambda/4$ -Gliedes b.) Modellierung des idealen Gliedes mit realen Bauteilen und Microstripbauteilen . . . . .	31
16	Eingangsreflexionsfaktor $S_{11}$ des idealen Anpassgliedes und Eingangsreflexionsfaktor $S_{33}$ des Anpassgliedes mit realen Bauteilwerten und Microstripbauteilen. . . . .	31
17	Symbolische Darstellung des Layouts in ADS. Bauteile werden dunkelblau dargestellt, VIAs werden durch türkise Punkte markiert. Die Vorderseite des Layouts ist kupferfarben, die Massefläche wird in Gelb dargestellt. . . . .	33
18	Induktives Verhalten eines kurzgeschlossenen Stub [36] . . . . .	34
19	Messaufbau . . . . .	36
20	Einfache loop-gap - Spule als Probespule [10] . . . . .	39
21	Ersatzschaltbild der PIN - Diode [20] . . . . .	42
22	Isolation der PIN - Diode in Durchlassrichtung in Abhängigkeit von der Kapazität C [20] . . . . .	44
23	High Power Broadband Antenna Switch [13] . . . . .	45
24	Transmit/Receive Switch mit Limiterkreis . . . . .	46
25	Einfache PIN - Limiter Schutzschaltung [19] . . . . .	48
26	Ansprechzeit der Limiterschaltung [19] . . . . .	50
27	Verlauf der Ansteuerungspegel von TxOut und RxOut . . . . .	51
28	Spannungs - und Stromverhältnisse vor und nach der Transformation durch die Exponentialleitung . . . . .	52
29	Schaltung mit diskreten Bauteilen für die Ansteuerung der PIN Diode 1. Die PIN Diode 1 wird im Empfangsfall in Vorwärtsrichtung betrieben und während des Sendens in Sperrichtung. . . . .	53
30	Schaltung mit diskreten Bauteilen für die Ansteuerung der PIN Diode 2. Umgekehrt zu PIN Diode 1 wird die PIN Diode 2 im Sendefall in Vorwärtsrichtung betrieben und während des Empfangs des Messsignals wird mit dieser Diode etwaiges Rauschen des PA abgeblockt. (PIN Diode 2 in Sperrichtung) . . . . .	54

31	Probespule als loop - Gap Spule ausgeführt . . . . .	55
32	$S_{11}$ Eingangsflexionsfaktor der idealen Exponentialleitung, $S_{33}$ Eingangsflexionsfaktor der realen Exponentialleitung. Während des Aufbaus der Exponentialleitung auf dem Layout weicht das Transformationsverhalten stark vom dem der idealen Exponentialleitung ab. Nach dem Einfügen aller Leitungsstücke konnte eine gute Deckung der Kurven erreicht werden. Dazu mussten die Bauteile aller Transformationsglieder immer wieder geringfügig in ihren Werten verändert werden. . .	56
33	Vorderseite des Layout des Prototyps in Originalgröße . . . . .	57
34	Rückseite des Layout des Prototyps in Originalgröße . . . . .	57
35	Foto des gefertigten Prototyps der Exponentialleitung . . . . .	58
36	Vergleich der Ergebnisse: $S_{11}$ Eingangsflexionsfaktor der idealen Exponentialleitung, $S_{33}$ Eingangsflexionsfaktor der Exponentialleitung mit simulierten Bauteilen, $S_{77}$ Eingangsflexionsfaktor von der Messung des Prototyps . . . . .	59
37	Maximale Ausgangsspannung am Port zum NWA . . . . .	60
38	Abbildung aus [37, Seite 112] zum Vergleich des Reflexionsfaktors bei binomischer und geometrischer Stufung . . . . .	63
39	Realisierte Exponentialline . . . . .	73



# Tabellenverzeichnis

1	Die berechneten Abschlusswiderstände der einzelnen Glieder . . . . .	29
2	Bauteilwerte für die Induktivitäten zur Bestückung der Exponentiallei- tung . . . . .	35
3	Bauteilwerte für die Kapazitäten zur Bestückung der Exponentialleitung	35





## DATA SHEET

**CLA4609-086LF: Surface Mount Limiter Diode****Applications**

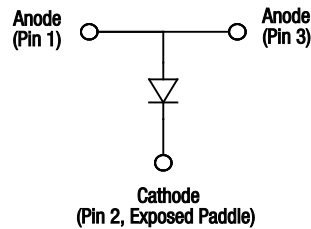
- Low loss, high power limiters
- Receiver protectors

**Features**

- Low-thermal resistance: 40 °C/W
- Typical threshold level: +38 dBm
- Low capacitance: 0.6 pF
- Low profile, ultra-miniature QFN (3-pin, 2 x 2 mm) package (MSL1, 260 °C per JEDEC J-STD-020)



Skyworks Green™ products are compliant with all applicable legislation and are halogen-free. For additional information, refer to *Skyworks Definition of Green™*, document number SQ04-0074.



**Figure 1. CLA4609-086LF Block Diagram**

**Description**

The CLA4609-086LF is a surface mountable, low capacitance silicon PIN limiter diode designed as a shunt connected PIN diode for high power limiter applications from 10 MHz to over 6 GHz.

Maximum resistance at 100 mA is 1.5  $\Omega$  and maximum capacitance at 30 V is 0.6 pF. The combination of low junction capacitance, low parasitic inductance, low thermal resistance, and nominal 28  $\mu\text{m}$  I-region width, makes the CLA4609-086LF useful in large signal limiter applications. The threshold level is +38 dBm, nominal.

A block diagram of the CLA4609-086LF is shown in Figure 1. The absolute maximum ratings of the CLA4609-086LF are provided in Table 1. Electrical specifications are provided in Table 2.

Typical performance characteristics of the CLA4609-086LF are provided in Table 3 and illustrated in Figures 4 and 5.

## DATA SHEET • CLA4609-086LF SURFACE MOUNT LIMITER DIODE

**Table 1. CLA4609-086LF Absolute Maximum Ratings**

Parameter	Symbol	Minimum	Maximum	Units
Reverse voltage	$V_R$		250	V
Forward current @ 25 °C	$I_F$		1.5	A
CW power dissipation @ 25 °C	$P_D$		3	W
1 $\mu$ s pulse power dissipation			30	W
Storage temperature	$T_{STG}$	-65	+200	°C
Junction temperature	$T_J$		175	°C
Operating temperature	$T_A$	-40	+150	°C

**Note:** Exposure to maximum rating conditions for extended periods may reduce device reliability. There is no damage to device with only one parameter set at the limit and all other parameters set at or below their nominal value. Exceeding any of the limits listed here may result in permanent damage to the device.

**CAUTION:** Although this device is designed to be as robust as possible, Electrostatic Discharge (ESD) can damage this device. This device must be protected at all times from ESD. Static charges may easily produce potentials of several kilovolts on the human body or equipment, which can discharge without detection. Industry-standard ESD precautions should be used at all times.

**Table 2. CLA4609-086LF Electrical Specifications (Note 1)**  
( $T_A = +25$  °C Unless Otherwise Noted)

Parameter	Symbol	Test Condition	Min	Typical	Max	Units
Reverse current	$I_R$	$V_R = 250$ V			10	$\mu$ A
Capacitance	$C_T$	$f = 1$ MHz, $V_R = 30$ V			0.6	pF
Series inductance	$L_S$			0.30		nH
Resistance	$R_S$	$f = 100$ MHz, $I_F = 10$ mA			1.5	$\Omega$
Carrier lifetime	$T_L$	$I_F = 10$ mA		1.1		$\mu$ s
I region width	$W$			28		$\mu$ m
CW thermal resistance	$\theta_{JC}$				40	°C/W
Pulse thermal resistance	$\theta_P$	Single 1 $\mu$ s pulse		3.5		°C/W

**Note 1:** Performance is guaranteed only under the conditions listed in this Table.

**Table 3. Typical Performance @ 25 °C**

Part Number	Insertion Loss @ -10 dBm (dB)	Input Power for 1 dB Loss (dBm)	Maximum Pulsed Input Power (dBm)	Output @ Maximum Pulsed Input (dBm)	Maximum CW Input power (W)	Recovery Time (ns)
CLA4609-086LF	0.3	38	70	50	20	1000

**Notes:**

Insertion loss for CLA4609-086LF @ 2.1 GHz.

Limiter power results @ 1 GHz for shunt connected, single limiter diode and DC return in 50  $\Omega$  line.

Maximum pulsed power for 1  $\mu$ s pulse and 0.1% duty factor with chip @ 25 °C heat sink. Derate linearly to 0 W @ 175 °C.

Maximum CW input power @ 25 °C heat sink. Derate linearly to 0 W @ 175 °C.

Recovery time to insertion loss from limiting state.

**Functional Description**

The PIN limiter diode can be described as an incident power controlled, RF variable resistor. When there is no large input signal present, the impedance of the limiter diode is at its maximum, which produces minimum insertion loss, typically less than 0.2 dB. The presence of a large input signal

temporarily forces the impedance of the diode to a much lower value, which produces an impedance mismatch that reflects the majority of the input signal power back towards its source.

During the limiting process, a DC current is generated by the PIN limiter diode. The current is not the result of rectification, but is the result of charge carriers being forced into the I layer by the

DATA SHEET • CLA4609-086LF SURFACE MOUNT LIMITER DIODE

forward alternations of the large input signal. A complete path must be provided for this current or the diode is not capable of limiting. Therefore, an RF choke or similar structure must be provided to complete the path for DC current flow.

The DC block capacitors shown in Figure 2 are optional; they protect the limiter diode from external DC voltage that may be present in the source or load circuits.

A cross section of the suggested printed circuit board design is shown in Figure 3. The via shown in this view is critical, both for

electrical performance and for thermal performance. It is recommended that several vias should be placed under the entire footprint of the exposed paddle (pin 2) to minimize both electrical inductance to the system ground and thermal resistance to the system heat sink.

For more information about the operation of limiter diodes, refer to the Skyworks Application Note, *PIN Limiter Diodes in Receiver Protectors*, document number 200480.

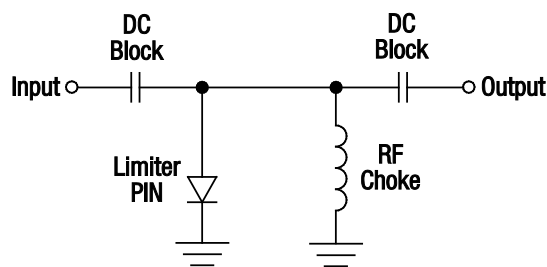


Figure 2. Single Stage Limiter Circuit

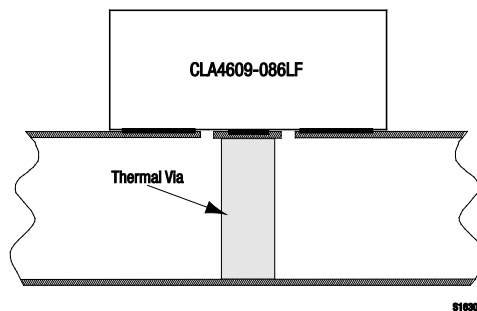
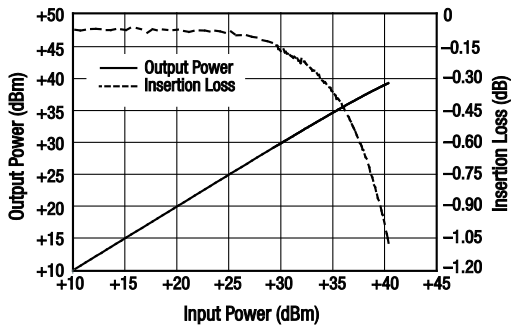


Figure 3. Cross-Sectional View of Suggested Printed Circuit Board

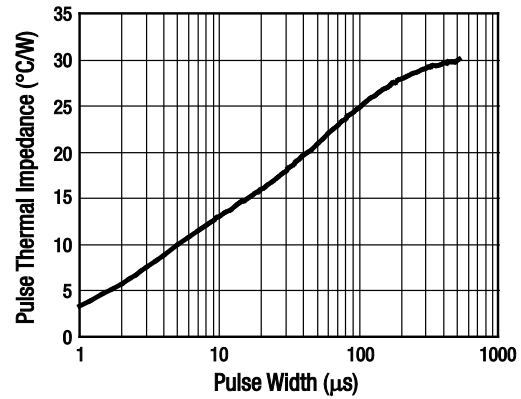
DATA SHEET • CLA4609-086LF SURFACE MOUNT LIMITER DIODE

**Typical Performance Characteristics**

(T<sub>A</sub> = 25 °C, Unless Otherwise Noted)



**Figure 4. Output Power and Insertion Loss vs Input Power (f = 2.0 GHz)**



**Figure 5. Typical Pulse Thermal Impedance**

**High Power Limiter Design Application**

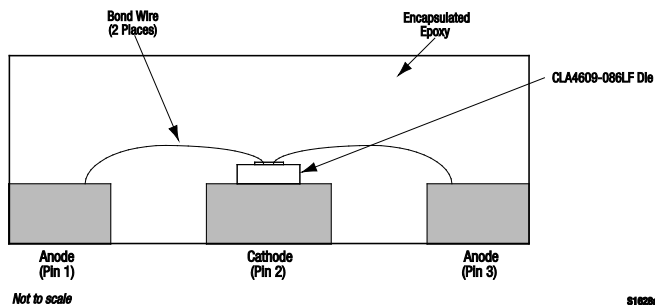
The CLA4609-086LF PIN limiter diode is designed for shunt applications in receiver protection power limiter circuits. Compared to other surface mount packages, the design of the QFN package produces lower thermal resistance and also reduces the effects of the parasitic inductance of the anode bond wires.

A cross-sectional view of the CLA4609-086LF PIN limiter diode is shown in Figure 6. The cathode of the die is soldered directly to the top of the exposed paddle. This paddle is composed of copper, so its thermal resistance is very low.

The copper ground paddle minimizes the total thermal resistance between the I layer, which is the location where most heat is

generated under normal operation, and the surface to which the package is mounted. Minimal thermal resistance between the I layer and the external environment minimizes junction temperature.

The electrically equivalent circuit of the CLA4609-086LF PIN limiter diode is shown in Figure 7. The inductances of pins 1 and 2, as well as the inductances of the bond wires are in series with the input and output transmission lines of the external circuit rather than the portion of the circuit that contains the shunt PIN limiter diode.



**Figure 6. Cross-Sectional View of the CLA4609-086LF**

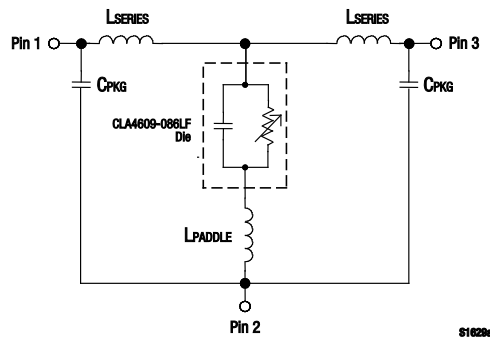


Figure 7. CLA4609-086LF Electrically Equivalent Circuit

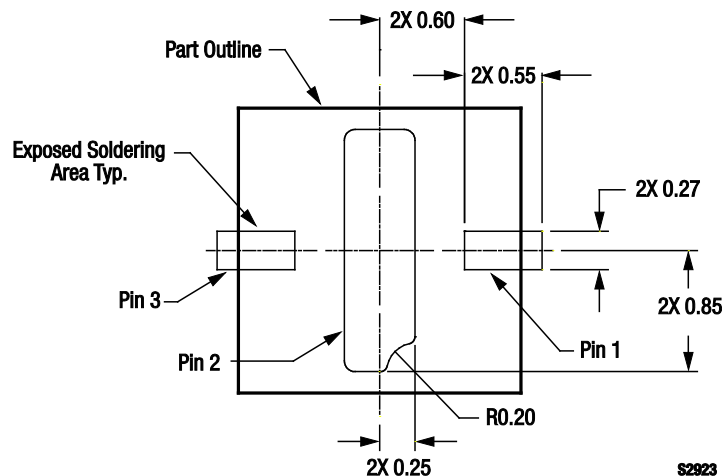


Figure 8. CLA4609-086LF PCB Layout Footprint

**Package Dimensions**

The PCB layout footprint for the CLA4609-086LF is shown in Figure 8. Typical case markings are shown in Figure 9. Package dimensions for the 3-pin QFN are provided in Figure 10, and Figure 11 provides the tape and reel dimensions.

**Package and Handling Information**

Instructions on the shipping container label regarding exposure to moisture after the container seal is broken must be followed. Otherwise, problems related to moisture absorption may occur when the part is subjected to high temperature during solder assembly.

The CLA4609-086LF is rated to Moisture Sensitivity Level 1 (MSL1) at 260 °C. It can be used for lead or lead-free soldering. For additional information, refer to the Skyworks Application Note, *Solder Reflow Information*, document number 200164.

Care must be taken when attaching this product, whether it is done manually or in a production solder reflow environment. Production quantities of this product are shipped in a standard tape and reel format.

DATA SHEET • CLA4609-086LF SURFACE MOUNT LIMITER DIODE

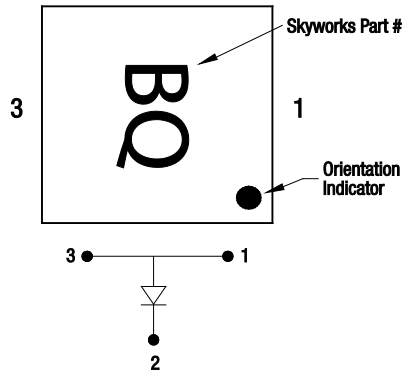
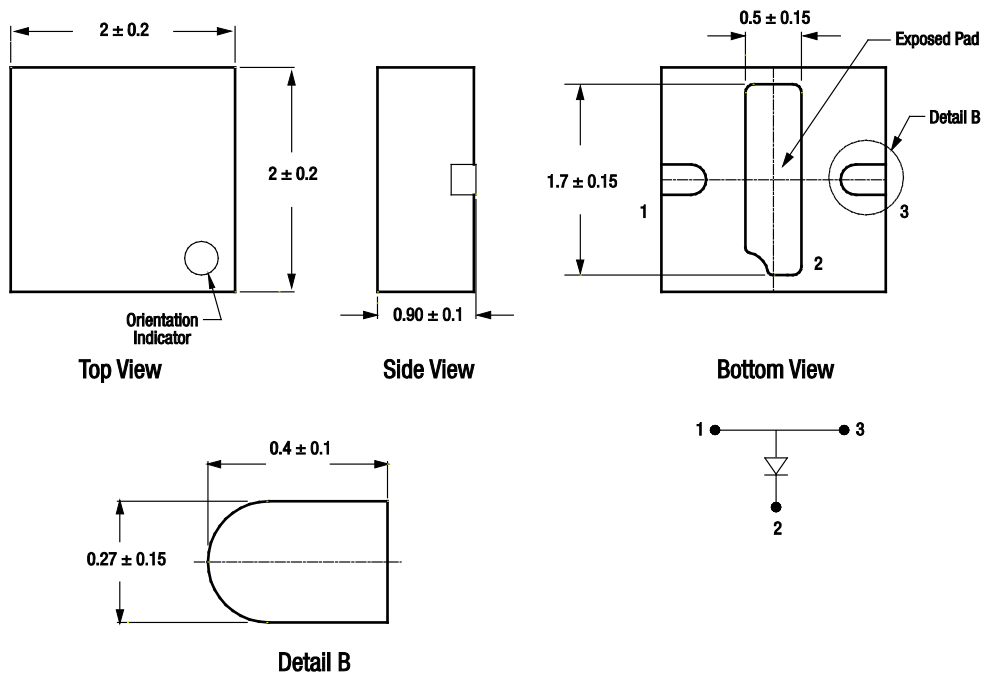


Figure 9. Typical Case Markings (Top View)



All dimensions in millimeters

S1632

Figure 10. CLA4609-086LF QFN Package Dimension Drawing



DATA SHEET • CLA4609-086LF SURFACE MOUNT LIMITER DIODE

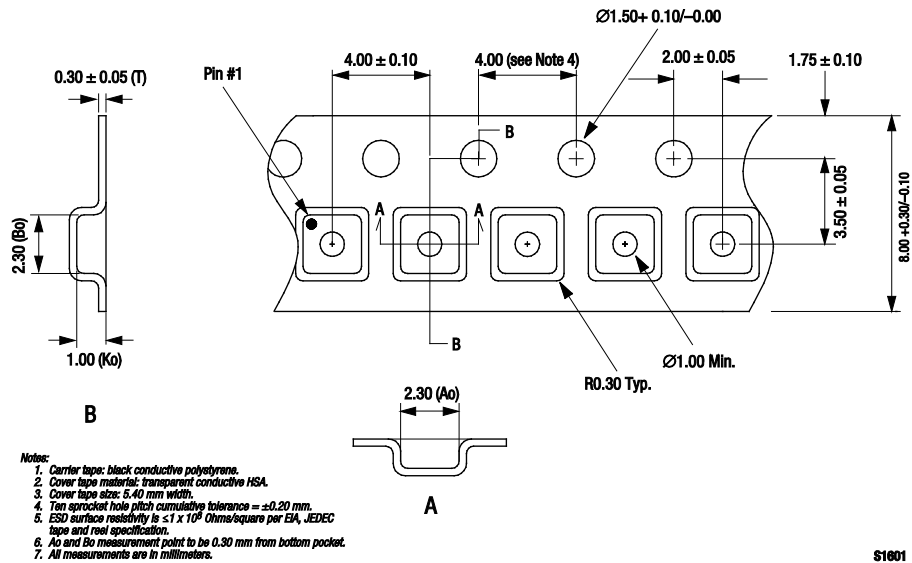


Figure 11. CLA4609-086LF Tape and Reel Dimensions

**DATA SHEET • CLA4609-086LF SURFACE MOUNT LIMITER DIODE**

**Ordering Information**

Model Name	Manufacturing Part Number
CLA4609-086LF Surface Mount Limiter Diode	CLA4609-086LF

Copyright © 2010, 2011, 2012 Skyworks Solutions, Inc. All Rights Reserved.

Information in this document is provided in connection with Skyworks Solutions, Inc. ("Skyworks") products or services. These materials, including the information contained herein, are provided by Skyworks as a service to its customers and may be used for informational purposes only by the customer. Skyworks assumes no responsibility for errors or omissions in these materials or the information contained herein. Skyworks may change its documentation, products, services, specifications or product descriptions at any time, without notice. Skyworks makes no commitment to update the materials or information and shall have no responsibility whatsoever for conflicts, incompatibilities, or other difficulties arising from any future changes.

No license, whether express, implied, by estoppel or otherwise, is granted to any intellectual property rights by this document. Skyworks assumes no liability for any materials, products or information provided hereunder, including the sale, distribution, reproduction or use of Skyworks products, information or materials, except as may be provided in Skyworks Terms and Conditions of Sale.

THE MATERIALS, PRODUCTS AND INFORMATION ARE PROVIDED "AS IS" WITHOUT WARRANTY OF ANY KIND, WHETHER EXPRESS, IMPLIED, STATUTORY, OR OTHERWISE, INCLUDING FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE OR USE, MERCHANTABILITY, PERFORMANCE, QUALITY OR NON-INFRINGEMENT OF ANY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT; ALL SUCH WARRANTIES ARE HEREBY EXPRESSLY DISCLAIMED. SKYWORKS DOES NOT WARRANT THE ACCURACY OR COMPLETENESS OF THE INFORMATION, TEXT, GRAPHICS OR OTHER ITEMS CONTAINED WITHIN THESE MATERIALS. SKYWORKS SHALL NOT BE LIABLE FOR ANY DAMAGES, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO ANY SPECIAL, INDIRECT, INCIDENTAL, STATUTORY, OR CONSEQUENTIAL DAMAGES, INCLUDING WITHOUT LIMITATION, LOST REVENUES OR LOST PROFITS THAT MAY RESULT FROM THE USE OF THE MATERIALS OR INFORMATION, WHETHER OR NOT THE RECIPIENT OF MATERIALS HAS BEEN ADVISED OF THE POSSIBILITY OF SUCH DAMAGE.

Skyworks products are not intended for use in medical, lifesaving or life-sustaining applications, or other equipment in which the failure of the Skyworks products could lead to personal injury, death, physical or environmental damage. Skyworks customers using or selling Skyworks products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Skyworks for any damages resulting from such improper use or sale.

Customers are responsible for their products and applications using Skyworks products, which may deviate from published specifications as a result of design defects, errors, or operation of products outside of published parameters or design specifications. Customers should include design and operating safeguards to minimize these and other risks. Skyworks assumes no liability for applications assistance, customer product design, or damage to any equipment resulting from the use of Skyworks products outside of stated published specifications or parameters.

Skyworks, the Skyworks symbol, and "Breakthrough Simplicity" are trademarks or registered trademarks of Skyworks Solutions, Inc., in the United States and other countries. Third-party brands and names are for identification purposes only, and are the property of their respective owners. Additional information, including relevant terms and conditions, posted at [www.skyworksinc.com](http://www.skyworksinc.com), are incorporated by reference.



# MA4P MELF & HIPAX™ Series

## High Power PIN Diodes

V14

### Features

- ◆ High Power Handling
- ◆ Low Loss / Low Distortion
- ◆ Voltage Ratings up to 1000 Volts
- ◆ Passivated Chip for Low Leakage Current
- ◆ Low Theta ( $\theta$ ) Due to Full Face Chip Bonding
- ◆ Leadless Low Inductance MELF Packages
- ◆ Various Package Options
- ◆ Available as Chips
- ◆ Fully RoHS Compliant
- ◆ Non-Magnetic Packages Available for MRI

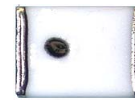
### Description

M/A-COM Technology Solutions MELF and HIPAX PIN diode series are designed for usage in switch and attenuator applications requiring high power handling and low distortion. The MELF and HIPAX PIN diodes incorporate a fully passivated PIN diode chip resulting in an extremely low reverse bias leakage current. The semiconductor technology utilized in the MELF and HIPAX families draws on M/A-COM Tech's substantial experience in PIN diode design and wafer fabrication. The result is a device which has a thick I-region and long carrier lifetime while maintaining low series resistance and capacitance values. The chips of the MELF and HIPAX PIN diodes are enclosed in a rugged ceramic package and is full face bonded to metal pins on both the anode and cathode. The result is a low loss PIN diode with low thermal resistance due to symmetrical thermal paths. The parts are offered in either magnetic or non-magnetic, HIPAX (axial leaded) or **Metal Electrode Leadless Faced (MELF)** surface mount packages for MRI applications. The MELF is a rectangular SMQ, package which is designed for high volume tape and reel assembly. This easy to use package design makes automatic pick and place, indexing and assembly, extremely easy. The parallel flat surfaces are suitable for most key jaw or vacuum pick-up techniques. All of the solderable surfaces are tin plated and compatible with industry standard reflow and vapor phase soldering processes. See page 7 of Application Note [M538](#) on the [M/A-COM Technology Solutions](#) website for a typical solder reflow profile.

### Package Styles



401 &amp; 402



1072 &amp; 1091

### Applications

HIPAX PIN diodes are designed for use in a wide variety of switch and attenuator applications from HF through UHF frequencies and at power levels above 1kW, CW. The internal chip as well as each diode assembly has been comprehensively tested and characterized to ensure predictable and repeatable performance.

### Design Recommendations

- ◆ Low Distortion Attenuators
  - MA4P4301B
- ◆ Surface Mount Switches
  - MA4P7101F
- ◆ Cellular Radio Antenna Switches
  - MA4P1200, MA4P1250

### Absolute Maximum Ratings

$T_{AMB} = +25^{\circ}\text{C}$  (Unless Otherwise Noted) <sup>1</sup>

Parameter	Absolute Maximum
D.C. Reverse Voltage ( $V_R$ )	(See Tables)
Operating Chip Junction Temperature	-55°C to +175°C
Storage Temperature	-55°C to +200°C
Installation Temperature	+280°C for 30 Seconds
ESD	Class 1A, HBM

### Notes

1. Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.

<sup>1</sup> **ADVANCED:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions is considering for development. Performance is based on target specifications, simulated results, and/or prototype measurements. Commitment to develop is not guaranteed.

**PRELIMINARY:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions has under development. Performance is based on engineering tests. Specifications are typical. Mechanical outline has been fixed. Engineering samples and/or test data may be available. Commitment to produce in volume is not guaranteed.

• **North America** Tel: 800.366.2266 • **Europe** Tel: +353.21.244.6400  
 • **India** Tel: +91.80.4155721 • **China** Tel: +86.21.2407.1588  
 Visit [www.macomtech.com](http://www.macomtech.com) for additional data sheets and product information.

M/A-COM Technology Solutions Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.



# MA4P MELF & HIPAX™ Series

## High Power PIN Diodes

V14

### MA4P1000 Series Electrical Specifications @ T<sub>AMB</sub> = +25°C

Part Number (NM Indicates Non-Magnetic)	V <sub>R</sub> Reverse Voltage V <sub>DC</sub>		C <sub>T</sub> Total Capacitance pF		R <sub>S</sub> Series Resistance Ω		R <sub>P</sub> Parallel Resistance kΩ	
	Condition I <sub>R</sub> = 10 μA		Conditions f = 1 MHz V <sub>R</sub> = 50 V		Conditions f = 100 MHz I <sub>F</sub> = 50 mA		Conditions f = 100 MHz V <sub>R</sub> = 0 V	
	MINIMUM	MAXIMUM RATING	TYPICAL	MAXIMUM	TYPICAL	MAXIMUM	MINIMUM	
MA4P1200 - 401T	50	100	1.2	1.5	0.5	0.75	5	
MA4P1200NM - 401T	50	100	1.2	1.5	0.5	0.75	5	
MA4P1250 -1072T	50	100	0.8	1.2	0.5	0.75	5	
MA4P1250NM -1072T	50	100	0.8	1.2	0.5	0.75	5	
MA4P1450 -1091T	50	100	1.8	2.5	0.5	0.75	5	
MA4P1450NM -1091T	50	100	1.8	2.5	0.5	0.75	5	

Part Number (NM Indicates Non-Magnetic)	V <sub>F</sub> Forward Voltage (Max. I <sub>Forward</sub> @ 1V ≤ 1.5A)		T <sub>L</sub> Carrier Lifetime		Forward Bias Harmonic Distortion R(2a/a) * R(3a/a)		Reverse Bias Harmonic Distortion R(2a/a) – R(3a/a)	
	Condition I <sub>F</sub> = 50 mA		Conditions I <sub>F</sub> = 10 mA		Conditions f = 100 MHz		Conditions f = 100 MHz	
	TYPICAL	MAXIMUM RATING	MINIMUM	TYPICAL	MINIMUM	TYPICAL	MINIMUM	TYPICAL
MA4P1200 - 401T	0.85	1.0	2	8	80	90	60	70
MA4P1200NM - 401T	0.85	1.0	2	8	80	90	60	70
MA4P1250 -1072T	0.85	1.0	2	8	80	90	60	70
MA4P1250NM -1072T	0.85	1.0	2	8	80	90	60	70
MA4P1450 -1091T	0.85	1.0	2	8	80	90	60	70
MA4P1450NM -1091T	0.85	1.0	2	8	80	90	60	70

**\*Notes:**

- 1.) "NM" in the base part number signifies non-magnetic package.
- 2.) "T" suffix denotes tape and reel

### Power Dissipation and Thermal Resistance Ratings @ T<sub>AMB</sub> = +25°C

Package Style	CONDITION	MA4P1200(NM)-401T		MA4P1250(NM)-1072T		MA4P1450(NM)-1091T	
		P <sub>DISS</sub>	θ <sub>JC</sub>	P <sub>DISS</sub>	θ <sub>JC</sub>	P <sub>DISS</sub>	θ <sub>JC</sub>
B Axial Lead	No Heatsink	1.5 W	15°C/W	—	—	—	—
	Lead Length 1/4"	5.5W		—	—	—	—
F MELF	No Heatsink	—	—	6W	15°C/W	10W	5°C/W
	Infinite Heatsink	—	—	18W		30W	

2 **ADVANCED:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions is considering for development. Performance is based on target specifications, simulated results, and/or prototype measurements. Commitment to develop is not guaranteed.  
**PRELIMINARY:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions has under development. Performance is based on engineering tests. Specifications are typical. Mechanical outline has been fixed. Engineering samples and/or test data may be available. Commitment to produce in volume is not guaranteed.

• **North America** Tel: 800.366.2266 • **Europe** Tel: +353.21.244.6400  
 • **India** Tel: +91.80.4155721 • **China** Tel: +86.21.2407.1588  
 Visit [www.macomtech.com](http://www.macomtech.com) for additional data sheets and product information.

M/A-COM Technology Solutions Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.

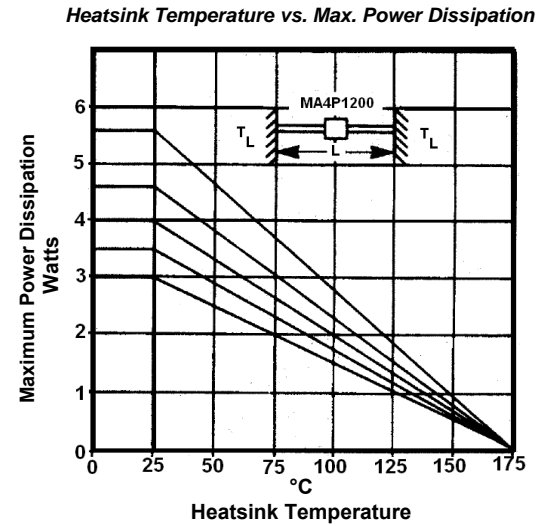
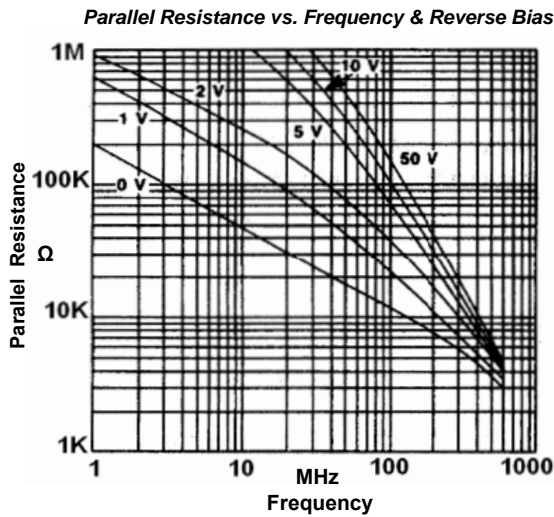
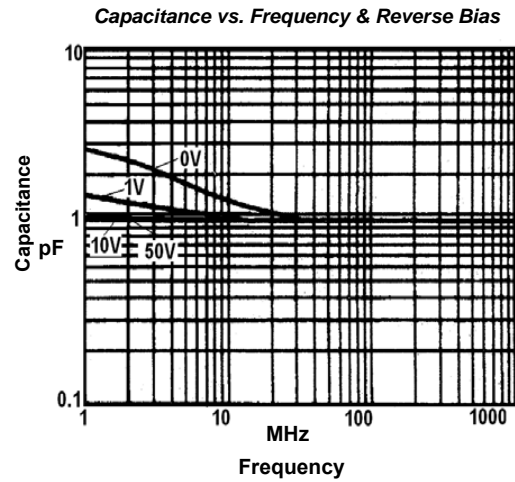
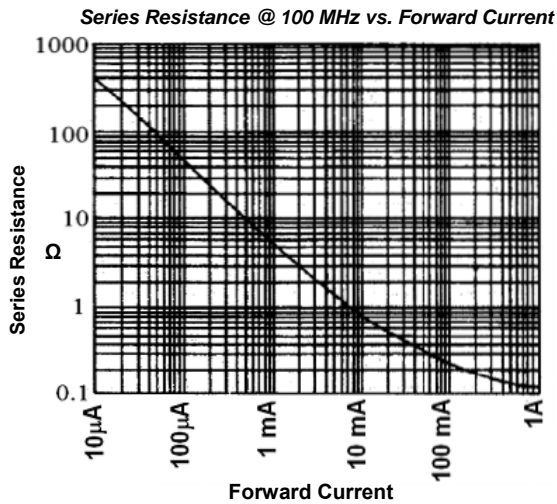


# MA4P MELF & HIPAX™ Series

## High Power PIN Diodes

V14

### Typical Performance Curves @ $T_{AMB} = +25^{\circ}C$ MA4P1200 Series



3 **ADVANCED:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions is considering for development. Performance is based on target specifications, simulated results, and/or prototype measurements. Commitment to develop is not guaranteed.  
**PRELIMINARY:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions has under development. Performance is based on engineering tests. Specifications are typical. Mechanical outline has been fixed. Engineering samples and/or test data may be available. Commitment to produce in volume is not guaranteed.

• **North America** Tel: 800.366.2266 • **Europe** Tel: +353.21.244.6400  
• **India** Tel: +91.80.4155721 • **China** Tel: +86.21.2407.1588  
Visit [www.macomtech.com](http://www.macomtech.com) for additional data sheets and product information.

M/A-COM Technology Solutions Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.



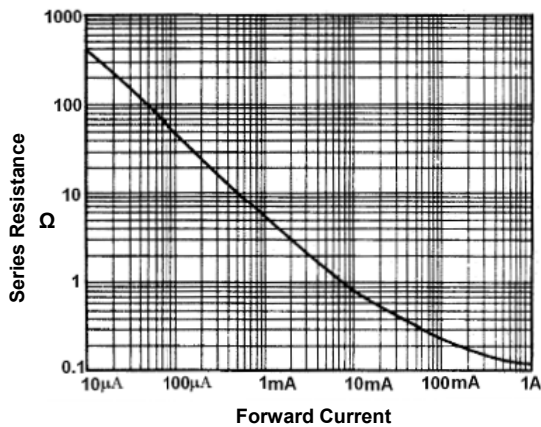
# MA4P MELF & HIPAX™ Series

## High Power PIN Diodes

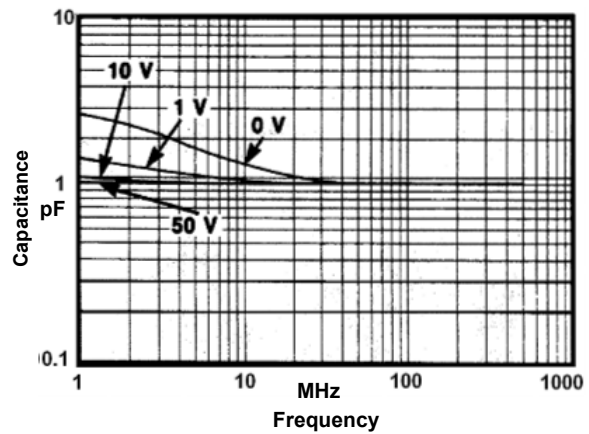
V14

### Typical Performance Curves @ $T_{AMB} = +25^{\circ}\text{C}$ MA4P1250 Series

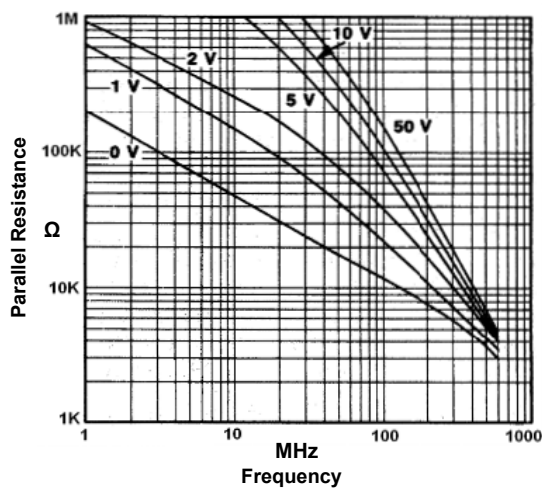
Series Resistance @ 100 MHz vs. Forward Current



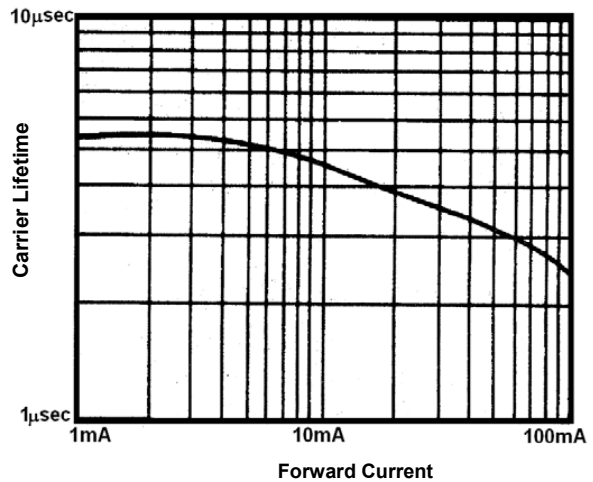
Capacitance vs. Frequency & Reverse Bias



Parallel Resistance vs. Frequency & Reverse Bias



Carrier Lifetime vs. Forward Bias Current



4 **ADVANCED:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions is considering for development. Performance is based on target specifications, simulated results, and/or prototype measurements. Commitment to develop is not guaranteed.  
**PRELIMINARY:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions has under development. Performance is based on engineering tests. Specifications are typical. Mechanical outline has been fixed. Engineering samples and/or test data may be available. Commitment to produce in volume is not guaranteed.

• **North America** Tel: 800.366.2266 • **Europe** Tel: +353.21.244.6400  
• **India** Tel: +91.80.4155721 • **China** Tel: +86.21.2407.1588  
Visit [www.macomtech.com](http://www.macomtech.com) for additional data sheets and product information.

M/A-COM Technology Solutions Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.



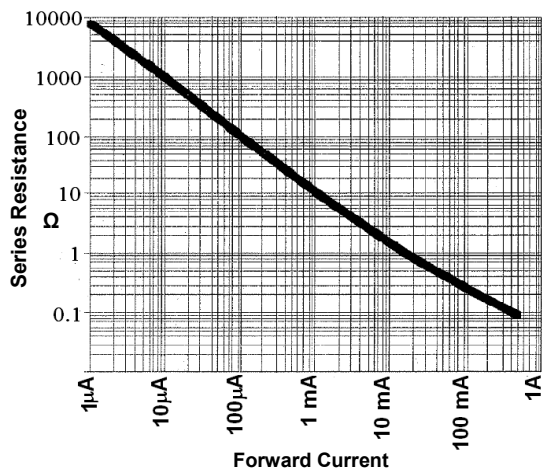
# MA4P MELF & HIPAX™ Series

## High Power PIN Diodes

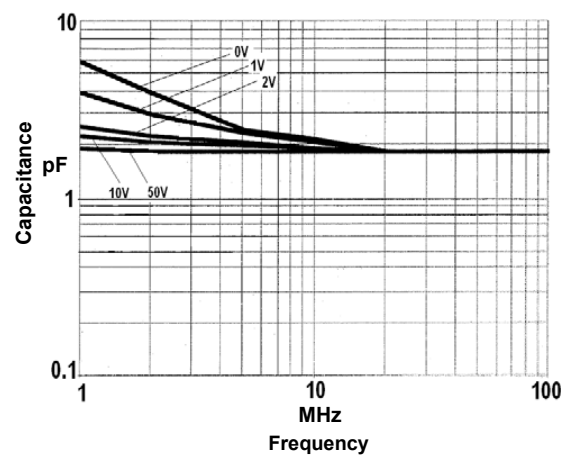
V14

### Typical Performance Curves @ $T_{AMB} = +25^{\circ}C$ MA4P1450 Series

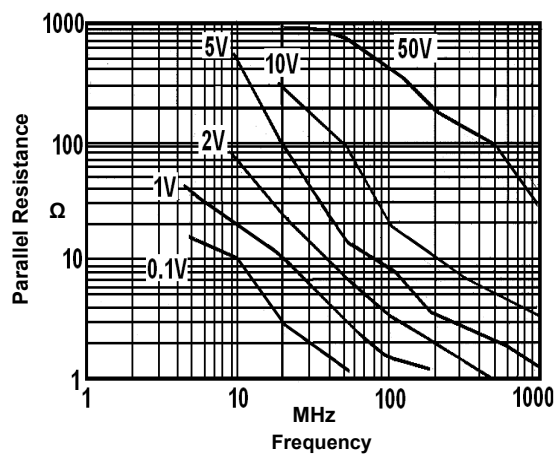
Series Resistance @ 100 MHz vs. Forward Current



Capacitance vs. Frequency and Reverse Bias



Parallel Resistance vs. Frequency and Reverse Bias



5 **ADVANCED:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions is considering for development. Performance is based on target specifications, simulated results, and/or prototype measurements. Commitment to develop is not guaranteed.  
**PRELIMINARY:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions has under development. Performance is based on engineering tests. Specifications are typical. Mechanical outline has been fixed. Engineering samples and/or test data may be available. Commitment to produce in volume is not guaranteed.

• North America Tel: 800.366.2266 • Europe Tel: +353.21.244.6400  
• India Tel: +91.80.4155721 • China Tel: +86.21.2407.1588  
Visit [www.macomtech.com](http://www.macomtech.com) for additional data sheets and product information.

M/A-COM Technology Solutions Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.





# MA4P MELF & HIPAX™ Series

## High Power PIN Diodes

V14

### MA4P4000 - MA4P7100 Series Electrical Specifications @ $T_{AMB} = +25^{\circ}\text{C}$

Parameter	Symbol	Condition	MA4P4000 Series	MA4P4300 Series	MA4P7000 Series	MA4P7100 Series
Maximum Series Resistance	$R_S$	$I_F = 100 \text{ mA}$	0.5 $\Omega$	1.0 $\Omega$	0.9 $\Omega$	0.5 $\Omega$
Maximum Total Capacitance	$C_T$	$V_R = 100 \text{ V}$	2.2 pF	2.0 pF	0.7 pF	1.0 pF
Minimum Parallel Resistance	$R_P$	$V_R = 100 \text{ V}$	20 k $\Omega$	50 k $\Omega$	200 k $\Omega$	100 k $\Omega$
Minimum Carrier Lifetime	$T_L$	$I_F = 10 \text{ mA}$	20 $\mu\text{s}$	15 $\mu\text{s}$	5 $\mu\text{s}$	2.5 $\mu\text{s}$
Maximum Forward Voltage	$V_F$	$I_F = 100 \text{ mA}$	1.0 V	1.2 V	1.0 V	1.0 V
Maximum Reverse Current	$I_R$	At max. rated voltage	1 $\mu\text{A}$	1 $\mu\text{A}$	1 $\mu\text{A}$	1 $\mu\text{A}$
Nominal I-Region Width	$\mu$	—	175 $\mu\text{m}$	300 $\mu\text{m}$	175 $\mu\text{m}$	100 $\mu\text{m}$

### Maximum Reverse Voltage Rating ( $V_R$ )

Maximum Reverse Voltage Rating	MA4P4000 Series	MA4P4300 Series	MA4P7000 Series	MA4P7100 Series
100 Volts	MA4P4001B-402 MA4P4001BNM-402 MA4P4001F-1091T	MA4P4301B-402 MA4P4301F-1091T	MA4P7001F-1072T	MA4P7101B-401T MA4P7101F-1072T
200 Volts	MA4P4002B-402 MA4P4002F-1091T	MA4P4302B-402	MA4P7002B-401T MA4P7002F-1072T	MA4P7102B-401T MA4P7102F-1072T
400 Volts	—	—	—	MA4P7104B-401T MA4P7104F-1072T
600 Volts	MA4P4006F-1091T MA4P4006B-402	—	MA4P7006B-401T MA4P7006F-1072T	—

**\*Notes:**

- 1.) "NM" in the base part number signifies non-magnetic package.
- 2.) "T" suffix denotes tape and reel

Package Style	Condition	MA4P4000 Series		MA4P4300 Series		MA4P7000 Series		MA4P7100 Series	
		$P_{DISS}$	$\theta_{JC}$	$P_{DISS}$	$\theta_{JC}$	$P_{DISS}$	$\theta_{JC}$	$P_{DISS}$	$\theta_{JC}$
B Axial Leaded	1/4" Lead Length	12 W	12.5°C/W	10 W	15°C/W	5 W	30°C/W	6 W	25°C/W
	No Heatsink	2.5 W	—	2.5 W	—	1.5 W	—	1.5 W	—
F	Infinite Heatsink	7.5 W	20°C/W	5 W	30°C/W	10 W	15°C/W	11.5 W	13°C/W
Both B and F	Single 1 $\mu\text{s}$ pulse	100 kW	—	100 kW	—	15 kW	—	15 kW	—
Both B and F	Single 100 $\mu\text{s}$ pulse	5 kW	0.03°C/W	5 kW	0.03°C/W	300 W	0.5°C/W	300 W	0.5°C/W

6 **ADVANCED:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions is considering for development. Performance is based on target specifications, simulated results, and/or prototype measurements. Commitment to develop is not guaranteed.  
**PRELIMINARY:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions has under development. Performance is based on engineering tests. Specifications are typical. Mechanical outline has been fixed. Engineering samples and/or test data may be available. Commitment to produce in volume is not guaranteed.

• **North America** Tel: 800.366.2266 • **Europe** Tel: +353.21.244.6400  
 • **India** Tel: +91.80.4155721 • **China** Tel: +86.21.2407.1588  
 Visit [www.macomtech.com](http://www.macomtech.com) for additional data sheets and product information.

M/A-COM Technology Solutions Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.



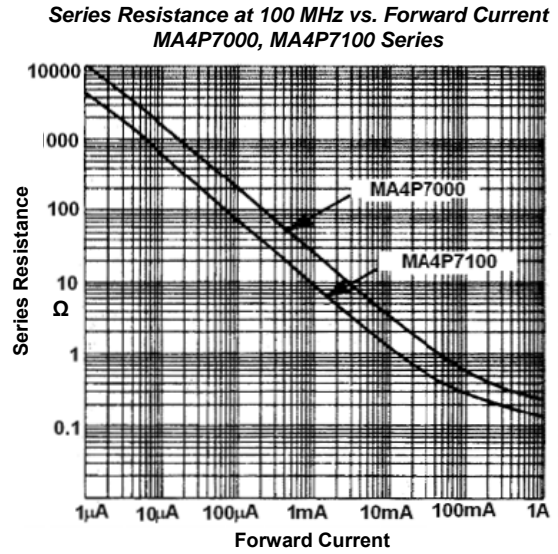
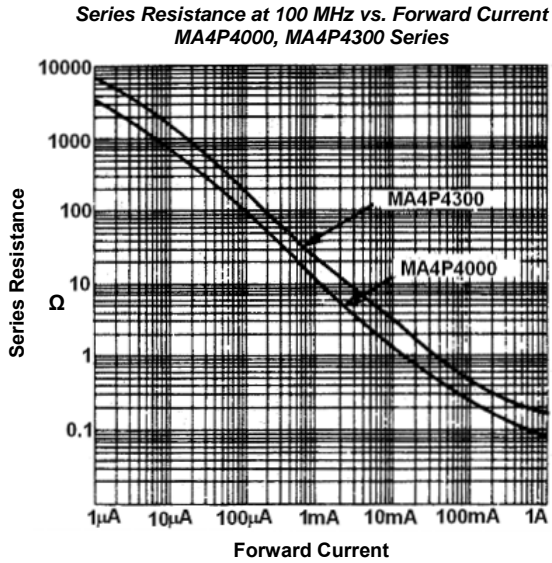


# MA4P MELF & HIPAX™ Series

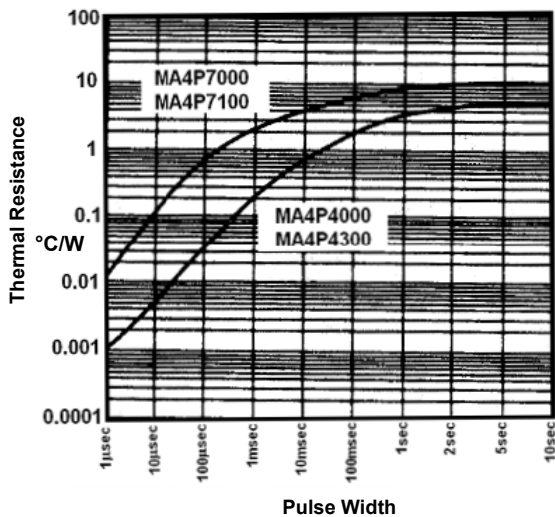
## High Power PIN Diodes

V14

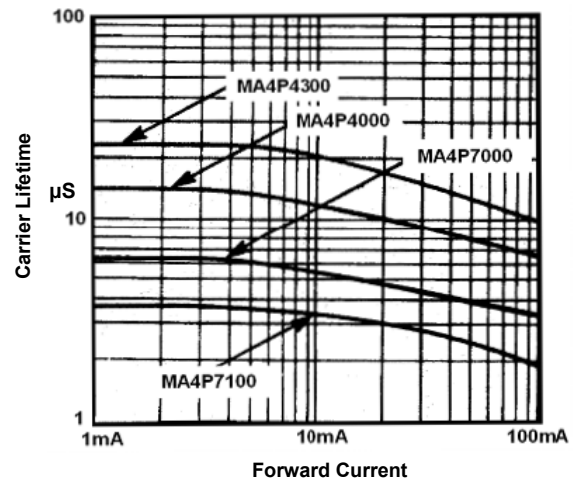
### Typical Performance Curves @ T<sub>AMB</sub> = +25°C MA4P4000, MA4P4300, MA4P7000, MA4P7100 Series



**Thermal Resistance vs. Pulse Width  
MA4P4000, MA4P4300, MA4P7000 & MA4P7100 Series**



**Carrier Lifetime vs. Forward Bias Current  
MA4P4000, MA4P4300, MA4P7000 & MA4P7100 Series**



7 **ADVANCED:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions is considering for development. Performance is based on target specifications, simulated results, and/or prototype measurements. Commitment to develop is not guaranteed.  
**PRELIMINARY:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions has under development. Performance is based on engineering tests. Specifications are typical. Mechanical outline has been fixed. Engineering samples and/or test data may be available. Commitment to produce in volume is not guaranteed.

• **North America** Tel: 800.366.2266 • **Europe** Tel: +353.21.244.6400  
• **India** Tel: +91.80.4155721 • **China** Tel: +86.21.2407.1588  
Visit [www.macomtech.com](http://www.macomtech.com) for additional data sheets and product information.

M/A-COM Technology Solutions Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.



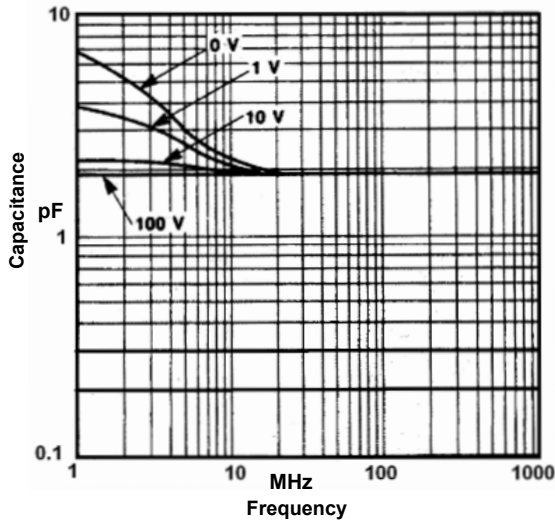
# MA4P MELF & HIPAX™ Series

## High Power PIN Diodes

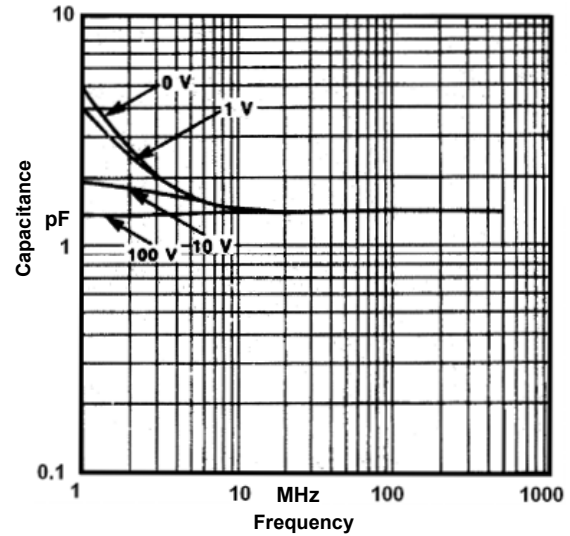
V14

### Typical Performance Curves @ $T_{AMB} = +25^{\circ}C$ MA4P4000, MA4P4300, MA4P7000, MA4P7100 Series

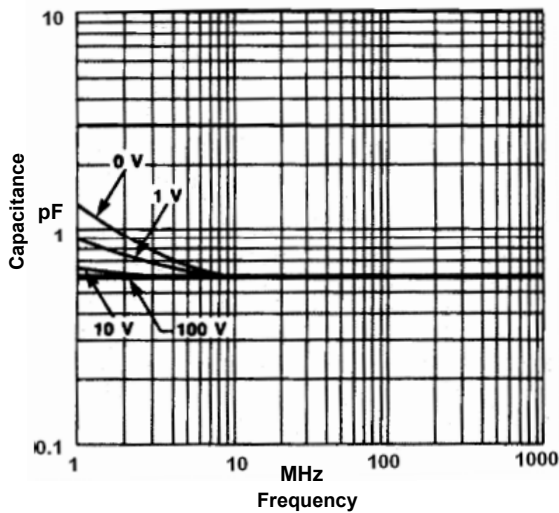
Capacitance vs. Frequency & Reverse Bias  
MA4P4000 Series



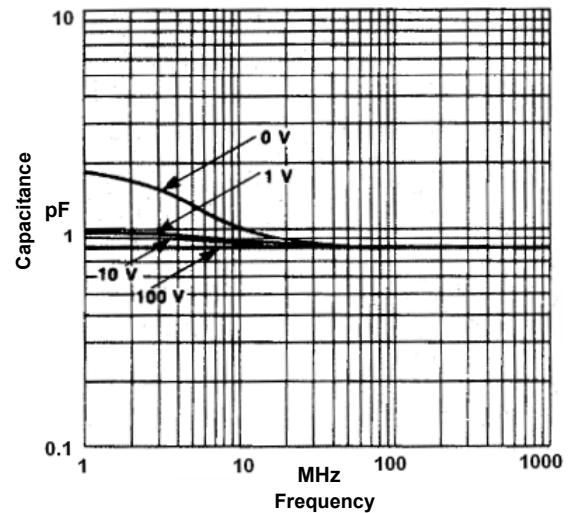
Capacitance vs. Frequency & Reverse Bias  
MA4P4300 Series



Capacitance vs. Frequency & Reverse Bias  
MA4P7000 Series



Capacitance vs. Frequency & Reverse Bias  
MA4P7100 Series



8 **ADVANCED:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions is considering for development. Performance is based on target specifications, simulated results, and/or prototype measurements. Commitment to develop is not guaranteed.  
**PRELIMINARY:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions has under development. Performance is based on engineering tests. Specifications are typical. Mechanical outline has been fixed. Engineering samples and/or test data may be available. Commitment to produce in volume is not guaranteed.

• North America Tel: 800.366.2266 • Europe Tel: +353.21.244.6400  
• India Tel: +91.80.4155721 • China Tel: +86.21.2407.1588  
Visit [www.macomtech.com](http://www.macomtech.com) for additional data sheets and product information.

M/A-COM Technology Solutions Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.



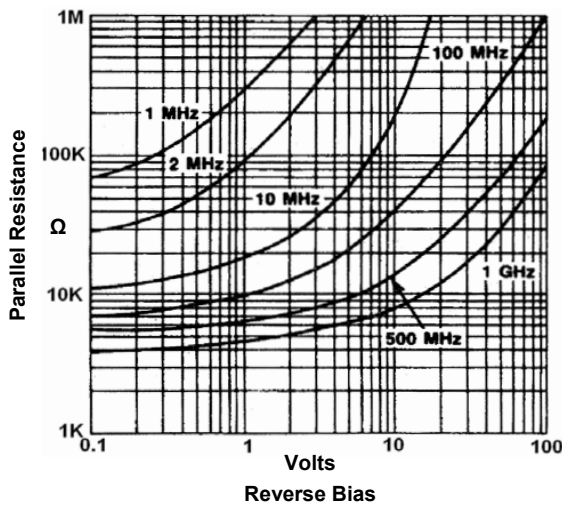
# MA4P MELF & HIPAX™ Series

## High Power PIN Diodes

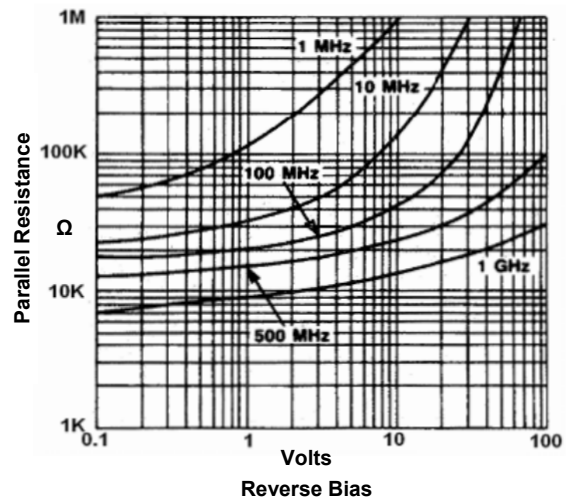
V14

### Typical Performance Curves @ $T_{AMB} = +25^{\circ}C$ MA4P4000, MA4P4300, MA4P7000, MA4P7100 Series

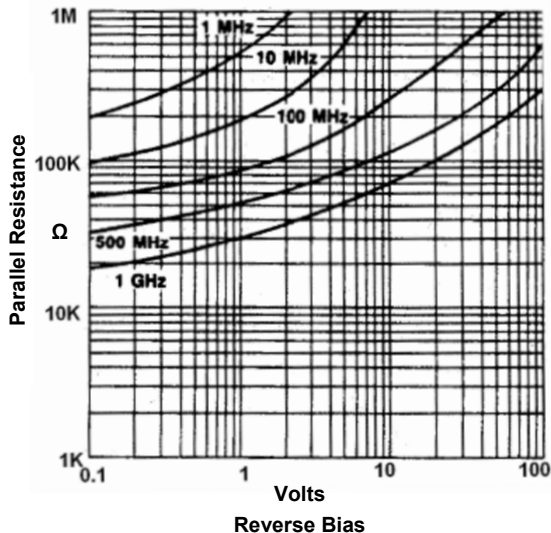
Parallel Resistance vs. Reverse Bias & Frequency  
MA4P4000 Series



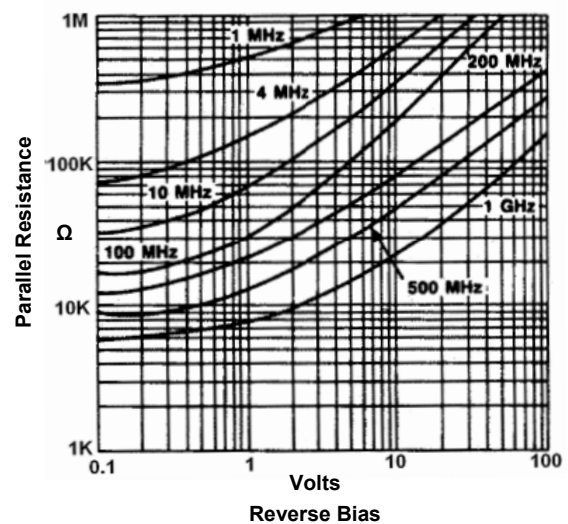
Parallel Resistance vs. Reverse Bias & Frequency  
MA4P4300 Series



Parallel Resistance vs. Reverse Bias & Frequency  
MA4P7000 Series



Parallel Resistance vs. Reverse Bias & Frequency  
MA4P7100 Series



9 **ADVANCED:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions is considering for development. Performance is based on target specifications, simulated results, and/or prototype measurements. Commitment to develop is not guaranteed.  
**PRELIMINARY:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions has under development. Performance is based on engineering tests. Specifications are typical. Mechanical outline has been fixed. Engineering samples and/or test data may be available. Commitment to produce in volume is not guaranteed.

• **North America** Tel: 800.366.2266 • **Europe** Tel: +353.21.244.6400  
• **India** Tel: +91.80.4155721 • **China** Tel: +86.21.2407.1588  
Visit [www.macomtech.com](http://www.macomtech.com) for additional data sheets and product information.

M/A-COM Technology Solutions Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.





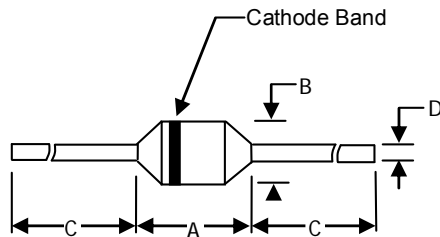
# MA4P MELF & HIPAX™ Series

## High Power PIN Diodes

V14

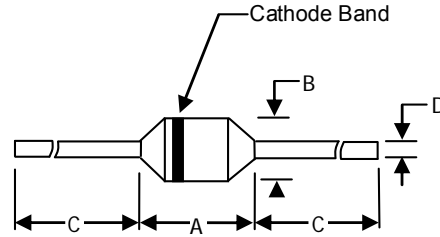
### Case Styles

#### 401 Axial Leaded Packages



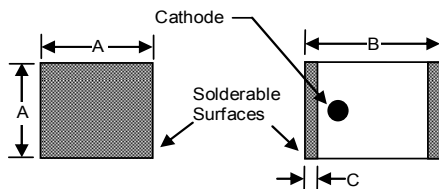
401 Package (tape and reel only) 500 or 1000pcs/reel specify when ordering	Dimension	INCHES		MM	
		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
MA4P1200-401T MA4P1200NM-401T MA4P7002B-401T MA4P7006B-401T MA4P7101B-401T MA4P7102B-401T MA4P7104B-401T	A	—	0.130	—	3.30
	B	—	0.090	—	2.29
	C	0.975	—	24.77	—
	D	0.027	0.029	0.69	0.74

#### 402 Axial Leaded Packages



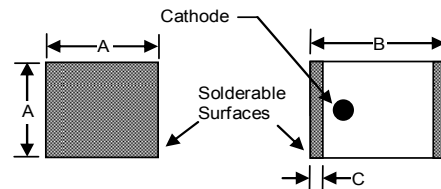
402 Package (bulk only) 100pcs/bag	Dimension	INCHES		MM	
		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
MA4P4001B-402 MA4P4001BNM-402 MA4P4002B-402 MA4P4006B-402 MA4P4301B-402 MA4P4302B-402	A	—	0.230	—	5.84
	B	—	0.140	—	3.56
	C	0.975	—	24.77	—
	D	0.039	0.041	0.99	1.04

#### 1091 MELF Surface Mount Packages



1091 Package (tape and reel only) 500pcs/reel	Dimension	INCHES		MM	
		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
MA4P1450-1091T MA4P1450NM-1091T MA4P4001F-1091T MA4P4002F-1091T MA4P4006F-1091T MA4P4301F-1091T	A	0.138	0.155	3.51	3.94
	B	0.181	0.191	4.57	4.85
	C	0.011	0.026	0.279	0.660

#### 1072 MELF Surface Mount Packages



1072 Package (tape and reel only) 1500 or 5000pcs/reel specify when ordering	Dimension	INCHES		MM	
		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
MA4P1250-1072T MA4P1250NM-1072T MA4P7001F-1072T MA4P7002F-1072T MA4P7006F-1072T MA4P7101F-1072T MA4P7104F-1072T	A	0.080	0.095	2.032	2.413
	B	0.115	0.125	2.921	3.175
	C	0.008	0.023	0.203	0.584

**10 ADVANCED:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions is considering for development. Performance is based on target specifications, simulated results, and/or prototype measurements. Commitment to develop is not guaranteed.  
**PRELIMINARY:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions has under development. Performance is based on engineering tests. Specifications are typical. Mechanical outline has been fixed. Engineering samples and/or test data may be available. Commitment to produce in volume is not guaranteed.

• North America Tel: 800.366.2266 • Europe Tel: +353.21.244.6400  
 • India Tel: +91.80.4155721 • China Tel: +86.21.2407.1588  
 Visit [www.macotech.com](http://www.macotech.com) for additional data sheets and product information.

M/A-COM Technology Solutions Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.



# MA4P MELF & HIPAX™ Series

## High Power PIN Diodes

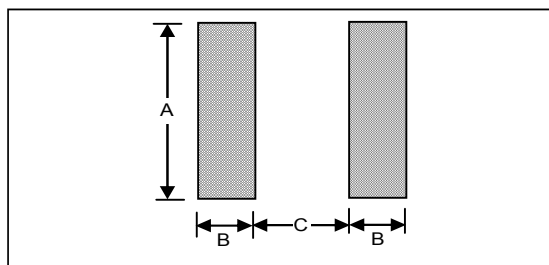
V14

### MELF Assembly Recommendations

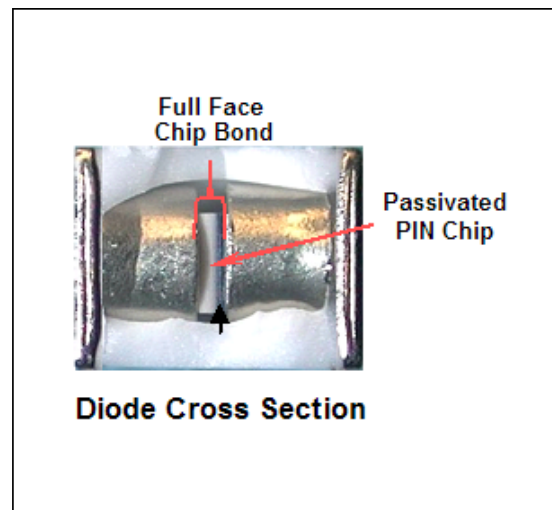
- ◆ Devices may be soldered using standard 60Sn/40Pb or RoHS compliant solders. Axial leads and solderable surfaces of MELF devices are tin plated 50 μm thick to ensure an optimum connection.
- ◆ For recommended Sn/Pb and RoHS soldering profiles See Application Note [M538](#) on the M/A-COM website.

### Circuit Pad Layout for MELF Diodes

Dimension	Package Style 1072		Package Style 1091	
	inches	mm	inches	mm
A	0.093	2.36	0.150	3.81
B	0.050	1.27	0.050	1.27
C	0.060	1.52	0.100	2.54



### MELF Internal Construction



### Ordering Information

MELF diodes are available in tape and reel in quantities as shown in table below

Package Style	Quantity (7" Reel)	Bulk Devices Per Bag
1072T	1500 or 5000	N/A
1091T	500	N/A

Tape and reel information can be found on the M/A-COM website at <http://www.macomtech.com/Application Notes/pdf/M513.pdf>

11 **ADVANCED:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions is considering for development. Performance is based on target specifications, simulated results, and/or prototype measurements. Commitment to develop is not guaranteed.  
**PRELIMINARY:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions has under development. Performance is based on engineering tests. Specifications are typical. Mechanical outline has been fixed. Engineering samples and/or test data may be available. Commitment to produce in volume is not guaranteed.

• **North America** Tel: 800.366.2266 • **Europe** Tel: +353.21.244.6400  
 • **India** Tel: +91.80.4155721 • **China** Tel: +86.21.2407.1588  
 Visit [www.macomtech.com](http://www.macomtech.com) for additional data sheets and product information.

M/A-COM Technology Solutions Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.



# MA4P MELF & HIPAX™ Series

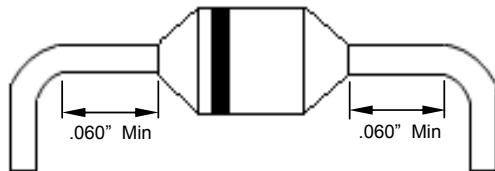
## High Power PIN Diodes

V14

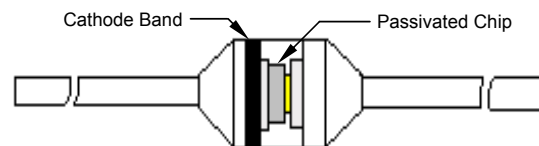
### Axial Leaded HIPAX Assembly Recommendations

- ◆ Bends on case styles 401 and 402, axially leaded devices, must be made while holding the lead firm and forming the bend no closer than .060 inches from the body of the part. Bending the lead < 0.060 inches from the body of the part is not recommended and may cause internal damage to the chip. Appropriate fixturing should be used.
- ◆ Devices may be soldered using standard 60Sn/40Pb or any RoHS compliant solders. Axial leads are tin plated 50µm thick to ensure an optimum connection.
- ◆ For recommended Sn/Pb and RoHS soldering profiles see page 7 of Application Note [M538](#) on the M/A-COM Technology Solutions website.

**Case Style 401 & 402  
Minimum Bend Distance**



**Case Style 401 & 402  
Internal Construction**



### Ordering Information

Axial leaded diodes are available in tape and reel or bulk in quantities shown in the table below

Package Style	Quantity Per Reel	Bulk Devices Per Bag
401T	500 or 1000 (specify qty. when ordering)	N/A
402	N/A	100

### Environmental Ratings

HIPAX PIN diodes are designed to meet most environmental and electrical requirements and may be ordered screened to MIL-STD-750 specifications as described in the table below.

TEST	METHOD	DESCRIPTION/ CONDITIONS
Moisture Resistance	1021	85°C, 85% Relative Humidity, 168 hrs
High Temperature Storage	1031	+175°C, 250 Hours
HTRB	1038	80% of rated V <sub>R</sub> , 50°C, 96 Hours
Temperature Shock	1051	-65°C to +175°C, 20 Cycles
Fine Leak	1071 Cond. H	1 X 10 <sup>-7</sup> CC/Sec
Constant Acceleration	2006	20,000 G's
Solderability	2026	IPC/JDEC J-STD-02
Tension <sup>1</sup>	2036.3 Cond. A	2 Lbs., 30 Seconds
Lead Fatigue <sup>1</sup>	2036.3 Cond. E	3 Cycles, 8 oz., 90°

**Note:**

- 1) Test applicable to HIPAX axially leaded devices only.

**12 ADVANCED:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions is considering for development. Performance is based on target specifications, simulated results, and/or prototype measurements. Commitment to develop is not guaranteed.  
**PRELIMINARY:** Data Sheets contain information regarding a product M/A-COM Technology Solutions has under development. Performance is based on engineering tests. Specifications are typical. Mechanical outline has been fixed. Engineering samples and/or test data may be available. Commitment to produce in volume is not guaranteed.

• **North America** Tel: 800.366.2266 • **Europe** Tel: +353.21.244.6400  
 • **India** Tel: +91.80.4155721 • **China** Tel: +86.21.2407.1588  
 Visit [www.macomtech.com](http://www.macomtech.com) for additional data sheets and product information.

M/A-COM Technology Solutions Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.