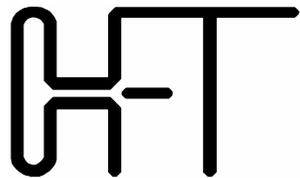




# Ein Verfahren zur breitbandigen Impedanzmessung von RFID Transponderantennen



Universität Hannover   
Prof. Dr.-Ing. Hermann Eul

Appelstraße 9 A  
D-30167 Hannover  
[www.hft.uni-hannover.de](http://www.hft.uni-hannover.de)



Fachgebiet Hochfrequenztechnik und Funksysteme  
• Appelstraße 9A • 30176 Hannover • [www.hft.uni-hannover.de](http://www.hft.uni-hannover.de) •

Dipl.-Ing. René Herschmann  
4. Juli 2006

# Inhaltsüberblick

- Problemstellung und Anwendungsbereich
  - Neuartige Antennendesigns für den Einsatz in UHF RFID-Transpondern
  - Verfahren zur Messung von Impedanz (Impedanzanalysator, Netzwerkanalysator)
- Vorstellung eines alternativen Konzepts zur Impedanzmessung von Dipolantennen unter Verwendung des Netzwerkanalysators und koaxialer Messspitzen
  - Simulationsmodelle und Messaufbau
  - Die Berechnung der Transponderimpedanz
  - Vergleich von Simulations- und Messergebnissen
- Weiterentwicklung des Verfahrens

Software zur Durchführung der Feldsimulationen: Ansoft HFSS



# Antennendesign - Parametrisierte Antennen

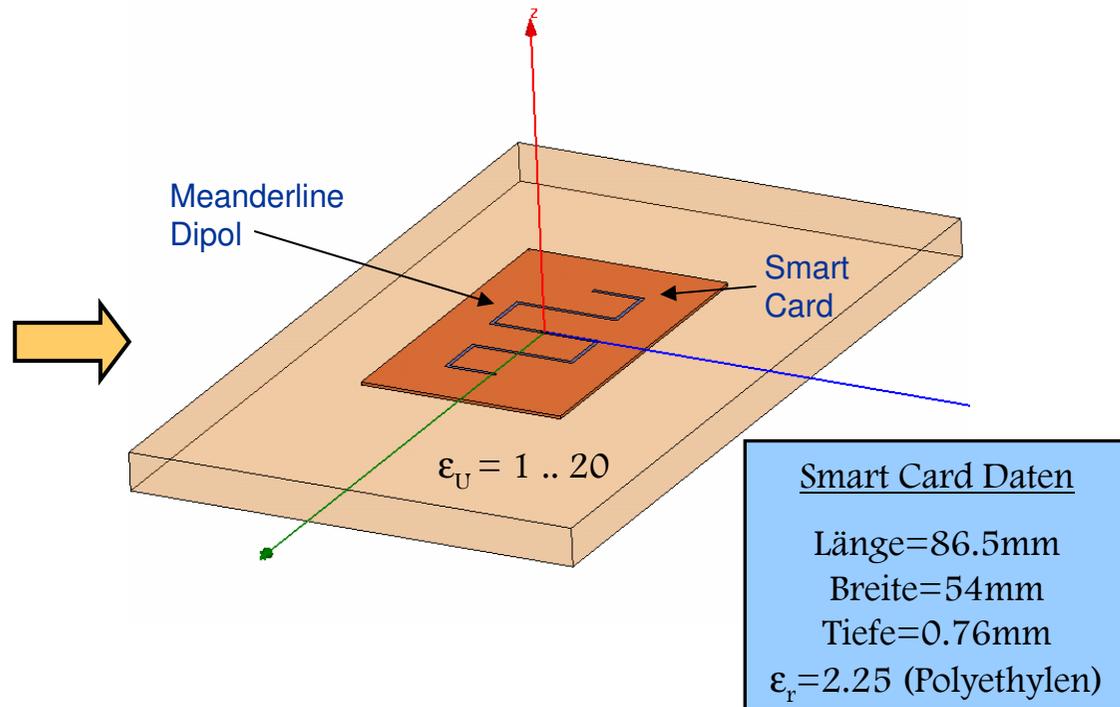
## Problemstellung:

Umgebungsparameter beeinflussen das elektromagnetische Verhalten der Antenne.  
 Variation der Eingangsimpedanz führt zur Verschiebung der Resonanzfrequenz  
 und veränderter Antennengüte (→ Bandbreite).

Wie sind die geometrischen Parameter der Antenne  
 bei vorgegebenen Umgebungsparametern zu wählen?

## Systembeispiel:

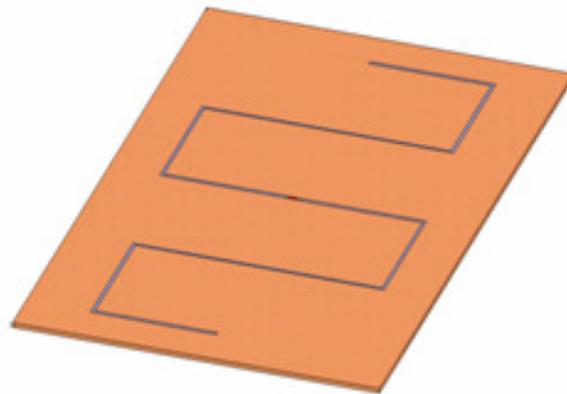
Verwendung einer resonanten  
 Meanderliniestruktur als  
 Transponderantenne in  
 einem UHF RFID-System



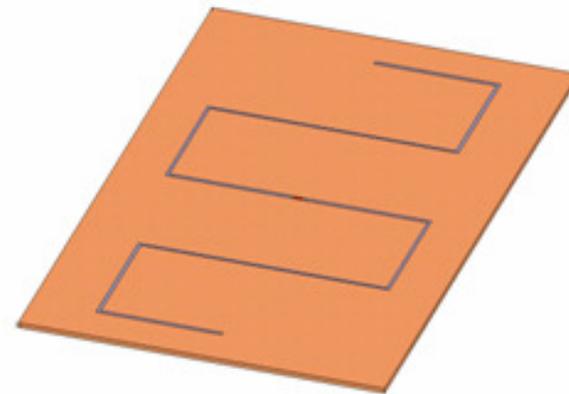
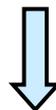
# Antennendesign - Parametrisierte Antennen

## Lösungsansatz:

Durchführung eines Parametersweeps mit den variablen Materialparametern (üblicherweise  $\epsilon$ ; aber auch  $\mu$ ,  $\sigma$  möglich) und den Geometrieparametern der Antennenstruktur sowie der Frequenz.



Parametersweep der Kurvenlänge



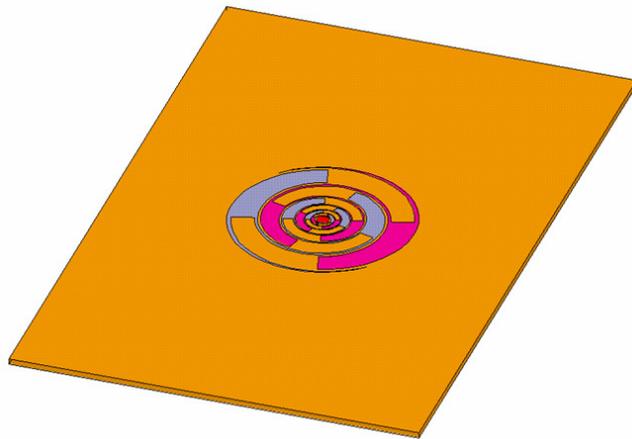
Parametersweep der Leiterbreite



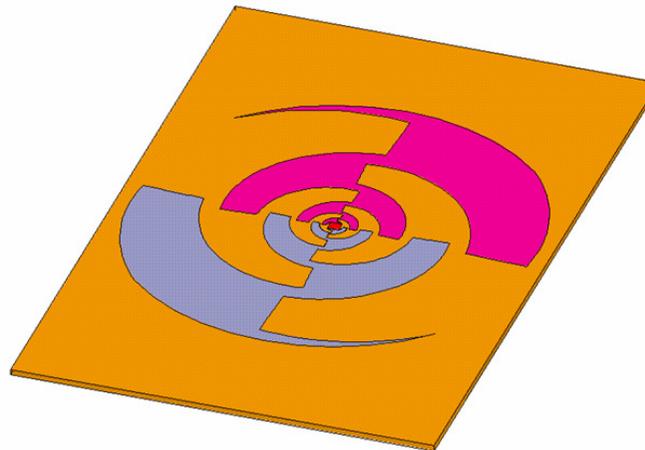
**Variation der Eingangsimpedanz,  
der Resonanzfrequenz und der Bandbreite**

# Parametrisierte Simulationsmodelle von Transponderantennen

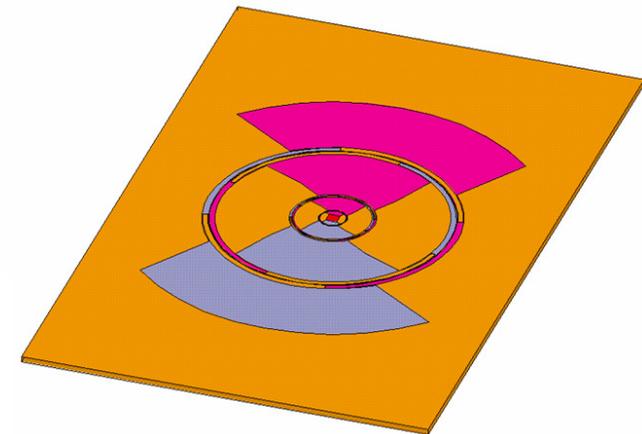
Eine Erhöhung der Anzahl der Freiheitsgrade geometrisch komplexer Strukturen resultiert in einer größeren Designflexibilität zur Anpassung des Verlaufs der Eingangsimpedanz der Antenne im betrachteten Frequenzbereich.



Modulation der Länge



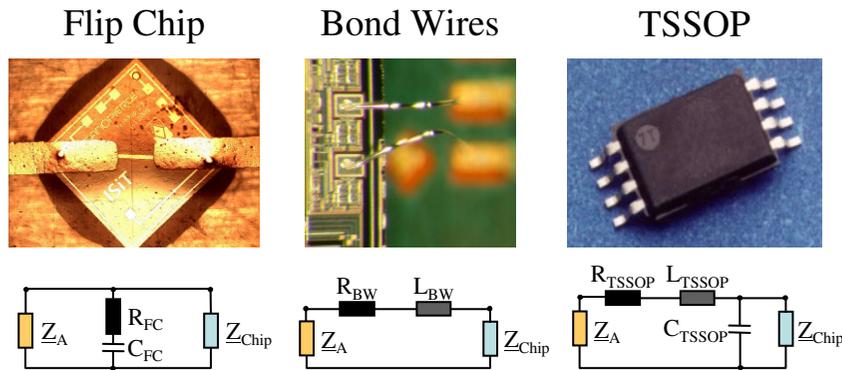
Winkelmodulation



Radiale Modulation

## Messtechnische Verifizierung der Qualität und Reproduzierbarkeit eines Produktionsverfahrens zur Herstellung eines UHF-Transponders

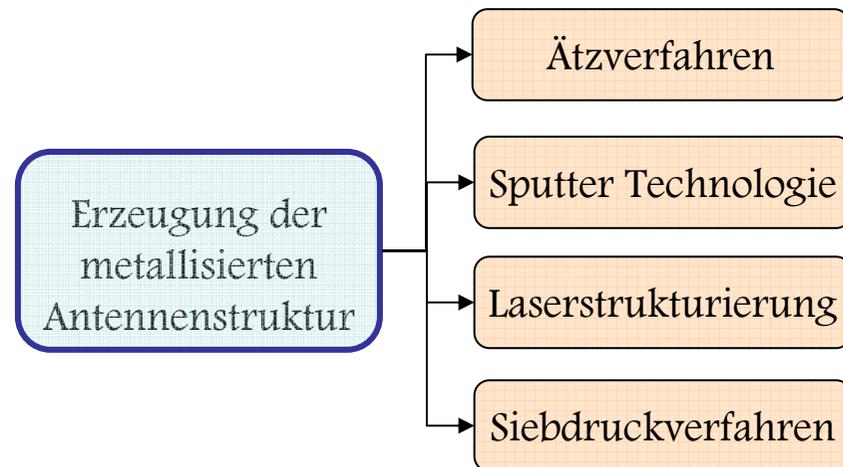
Die Aufbau- und Verbindungstechnologie beeinflusst die Impedanzanpassung zwischen Chip und Antenne.



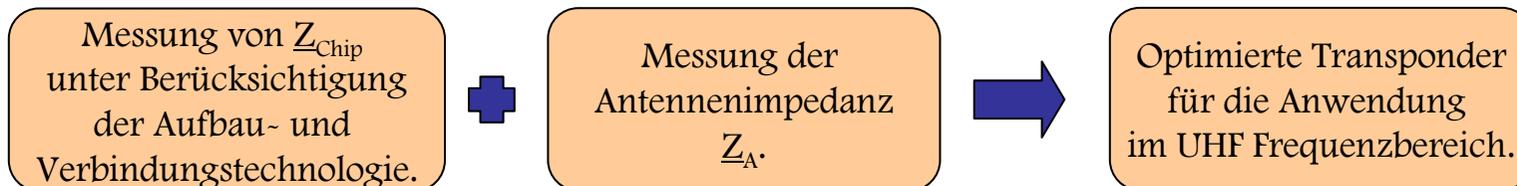
Vereinfachte Ersatzschaltbilder

Temperatur, Druck und die spezifischen Eigenschaften eines optional verwendeten Klebers bestimmen die zur Anpassung an die Antenne relevante Impedanz.

Die elektromagnetischen Eigenschaften der Transponderantenne sind abhängig vom Produktionsverfahren.



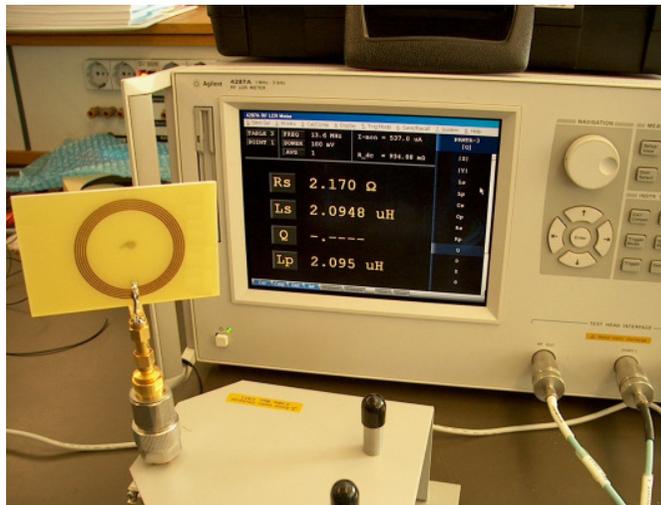
Die produktionstechnische Qualität der Transponderantenne ist verfahrensabhängig. Die geometrischen Abmessungen der Antennen aus dem Produktionsprozess und der am Computer erstellten CAD Modelle können voneinander abweichen.



# Messverfahren zur Impedanzbestimmung

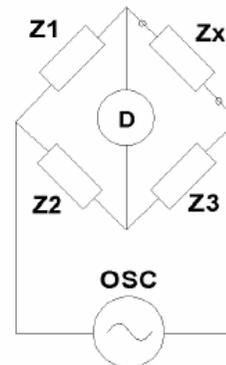
Impedanzmessung unter Verwendung eines LCR-Meters

Agilent  
RF LCR Meter  
4287A 1 MHz – 3 GHz



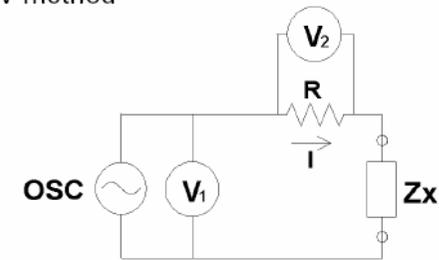
Bestimmung der Impedanz  
einer induktiven  
Schleifenantenne für  
HF-RFID Transponder

Bridge method



$$Z_x = \frac{Z_1}{Z_2} Z_3$$

I-V method



$$Z_x = \frac{V_1}{I} = \frac{V_1}{V_2} R$$

Frequenzbereich: 1 MHz – 3 GHz, in 100 kHz Schritten  
 Impedanzbereich: 200 mΩ – 3 kΩ  
 Messgenauigkeit: 1%  
 Highspeed Messung: 9 ms  
 Gerätepreis: ~30.000 US\$

# Messverfahren zur Impedanzbestimmung

Impedanzmessung unter Verwendung einer Kombination aus Netzwerkanalysator und On-Wafer-Prober

## Network Analyzer

Frequenzbereich: 10 MHz – 67 GHz,  
mit Frequenzbereichserweiterung  
10 MHz – 110 GHz

Dynamikbereich: > 90 dB

Messgeschwindigkeit: < 26  $\mu$ s/point

Gerätepreis: ~ 145.000 US\$  
mit Frequenzbereichserweiterung  
~ 250.000 US\$

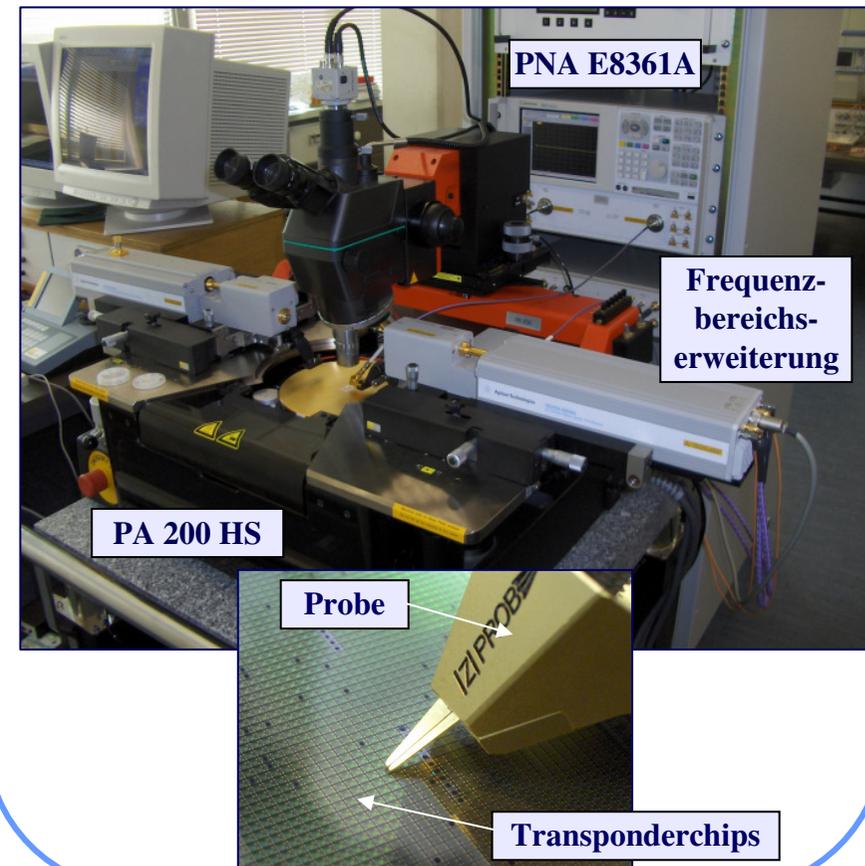
## On-Wafer-Prober

Frequenzbereich: DC – 110 GHz

Messspitzen: Süss |Z| Probe, koplanar

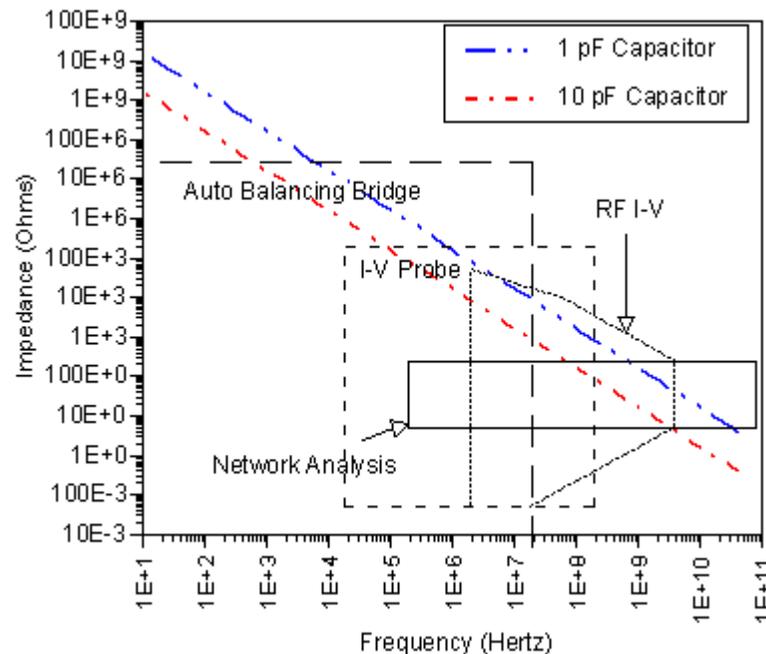
Agilent  
Network Analyzer  
10 MHz – 110 GHz  
PNA E8361A

Süss Microtec  
On-Wafer-Prober  
10 MHz – 110 GHz  
PA 200 HS



# Messverfahren zur Impedanzbestimmung

Vergleich der Messgenauigkeiten von  
Netzwerkanalysator und Impedanzanalysator



Quelle: The University of Texas at Austin,  
Dept. of Electrical and Computer Engineering  
MicroElectromagnetics Device Group

Darstellung der 10%  
Genauigkeitsgrenzen bei der  
Messung der frequenzabhängigen  
Impedanz von Kondensatoren  
(1 pF und 10 pF) mit einem  
Netzwerkanalysator und einem  
Impedanzanalysator.

Chipimpedanzen bei  $f = 868$  MHz:

Philips UCode EPC 1.19  $\Rightarrow Z_{chip} = (40 - j \cdot 800) \Omega$

Atmel ATA5590  $\Rightarrow Z_{chip} = (10 - j \cdot 200) \Omega$

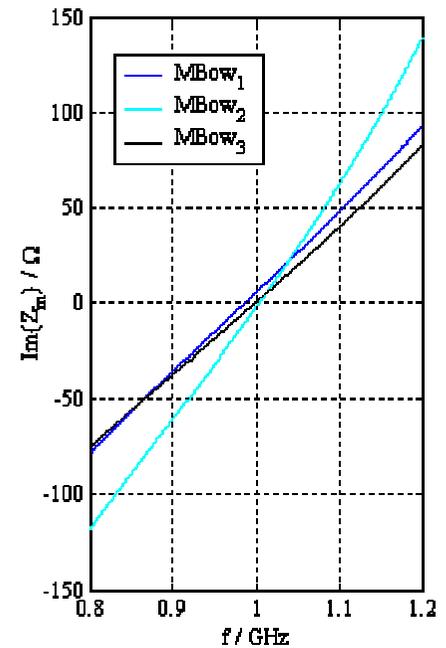
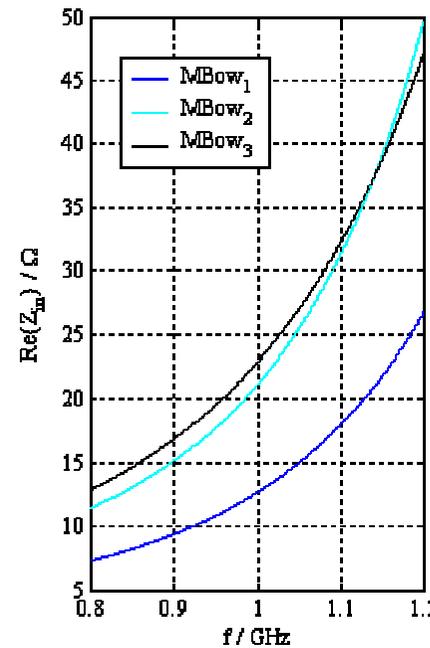
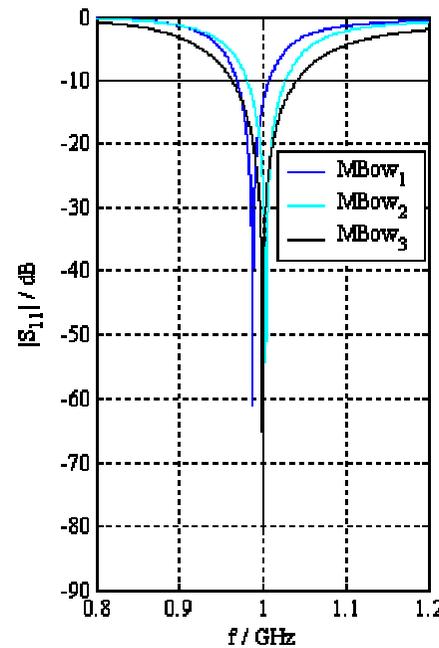
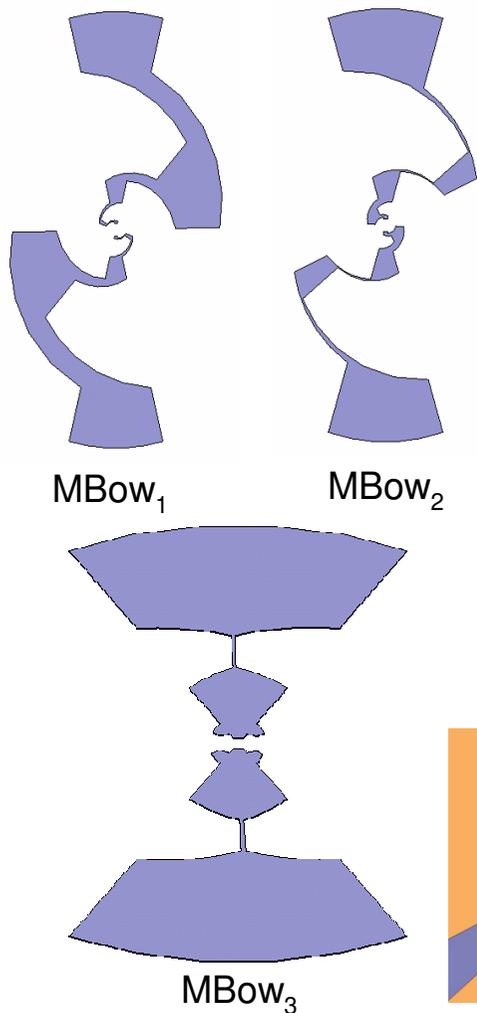
Impinj Monza  $\Rightarrow Z_{chip} = (35 - j \cdot 110) \Omega$



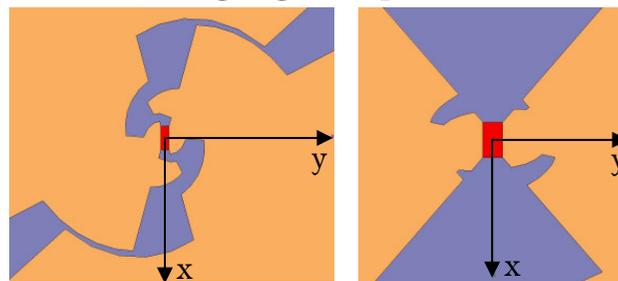
Die Verwendung des Netz-  
werkanalysators ist möglich.

# Parametrisierte Simulationsmodelle unter Ansoft HFSS

## Bowtieantenne mit modulierter Berandungskurve



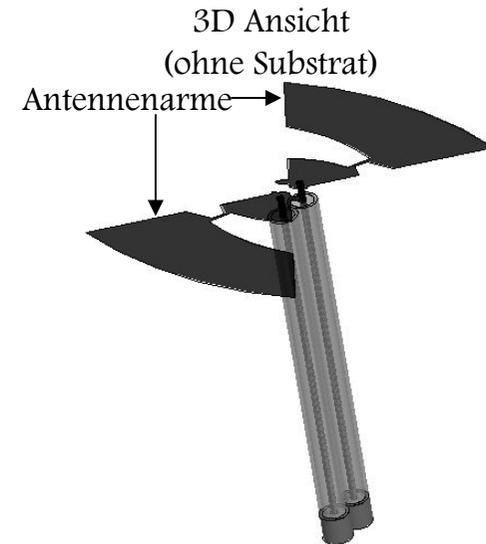
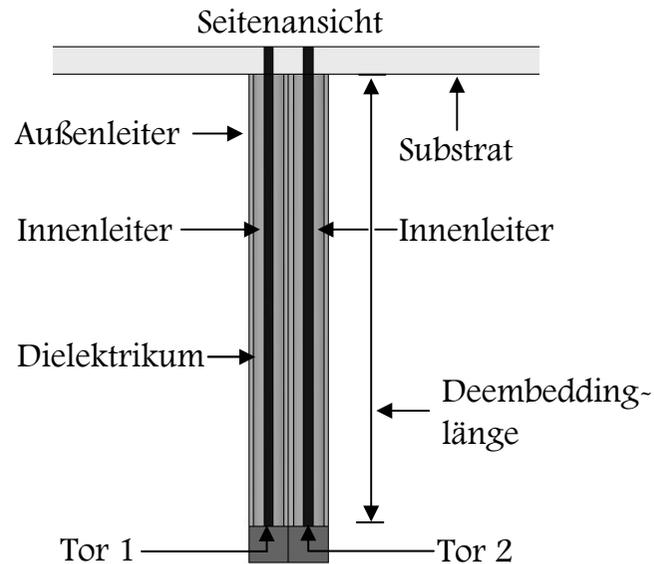
Anregung: Lumped Port



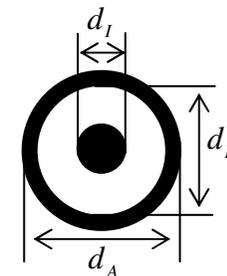
Antennen- design	$R_g / \Omega$	Q	BW / MHz
MBow <sub>1</sub>	12.1	106	39
MBow <sub>2</sub>	21.3	90	47
MBow <sub>3</sub>	22.8	53	80

# Simulationsmodelle mit koaxialer Speisung der Dipolantenne

Für die Verifizierung des Verfahrens werden für den Vergleich zwischen Simulations- und Messergebnissen skalierte Modelle der Antennen MBow<sub>2</sub> und MBow<sub>3</sub> verwendet, deren erste Serienresonanz oberhalb von  $f=2$  GHz auftritt. Die Antennen werden in einem fotolithografischen Prozess hergestellt.



Bezeichner	Wellenwiderstand	Materialdaten des Dielektrikums	Abmessungen
EZ86	50 $\Omega$	$\epsilon_r = 2.07, \mu_r = 1$	$d_I = 0.51$ mm $d_D = 1.68$ mm $d_A = 2.2$ mm



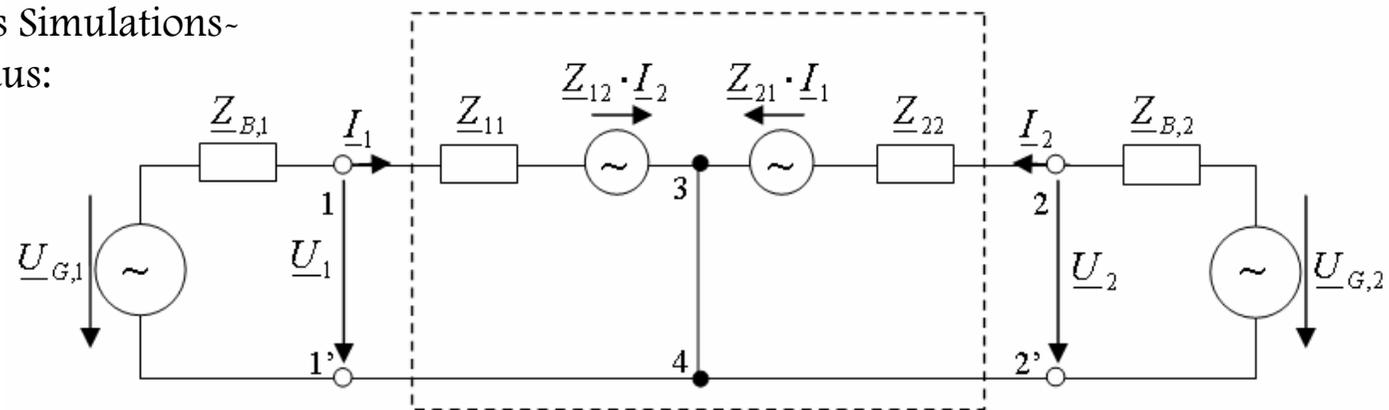
# Die Berechnung der Antennenimpedanz

1. Messung der Streumatrix des Zweitors	$[\underline{S}']$
2. Deembedding der Streumatrix	$[\underline{S}] = [e^{\gamma l}]^{-1} \cdot [\underline{S}'] \cdot [e^{\gamma l}]$
3. Berechnung der Koppelimpedanzmatrix	$[\underline{Z}] = [\sqrt{\underline{Z}_B}] \cdot ([E] - [\underline{S}])^{-1} \cdot ([E] + [\underline{S}]) \cdot [\sqrt{\underline{Z}_B}]$
4. Berechnung der Eingangsimpedanz der Dipolantenne aus den Elementen der Koppelimpedanzmatrix	$\underline{Z}_{in} = \frac{U_1 - U_2}{I_1} = \frac{U_1}{I_1} - \frac{U_2}{I_1} = \frac{U_1}{I_1} + \frac{U_2}{I_2} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2$ $\underline{Z}_1 = \frac{\det[\underline{Z}] + \underline{Z}_{11} \cdot \underline{Z}_{B,2} + \underline{Z}_{12} \cdot \underline{Z}_{B,1} \cdot a}{\underline{Z}_{22} + \underline{Z}_{B,2} - \underline{Z}_{12} \cdot a}, \quad a = -\frac{\underline{Z}_{22} - \underline{Z}_{21} + \underline{Z}_{B,2}}{\underline{Z}_{11} - \underline{Z}_{12} + \underline{Z}_{B,1}}$ $\underline{Z}_2 = \frac{\det[\underline{Z}] \cdot a + \underline{Z}_{22} \cdot \underline{Z}_{B,1} \cdot a + \underline{Z}_{21} \cdot \underline{Z}_{B,2}}{(\underline{Z}_{11} + \underline{Z}_{B,1}) \cdot a - \underline{Z}_{21}}$

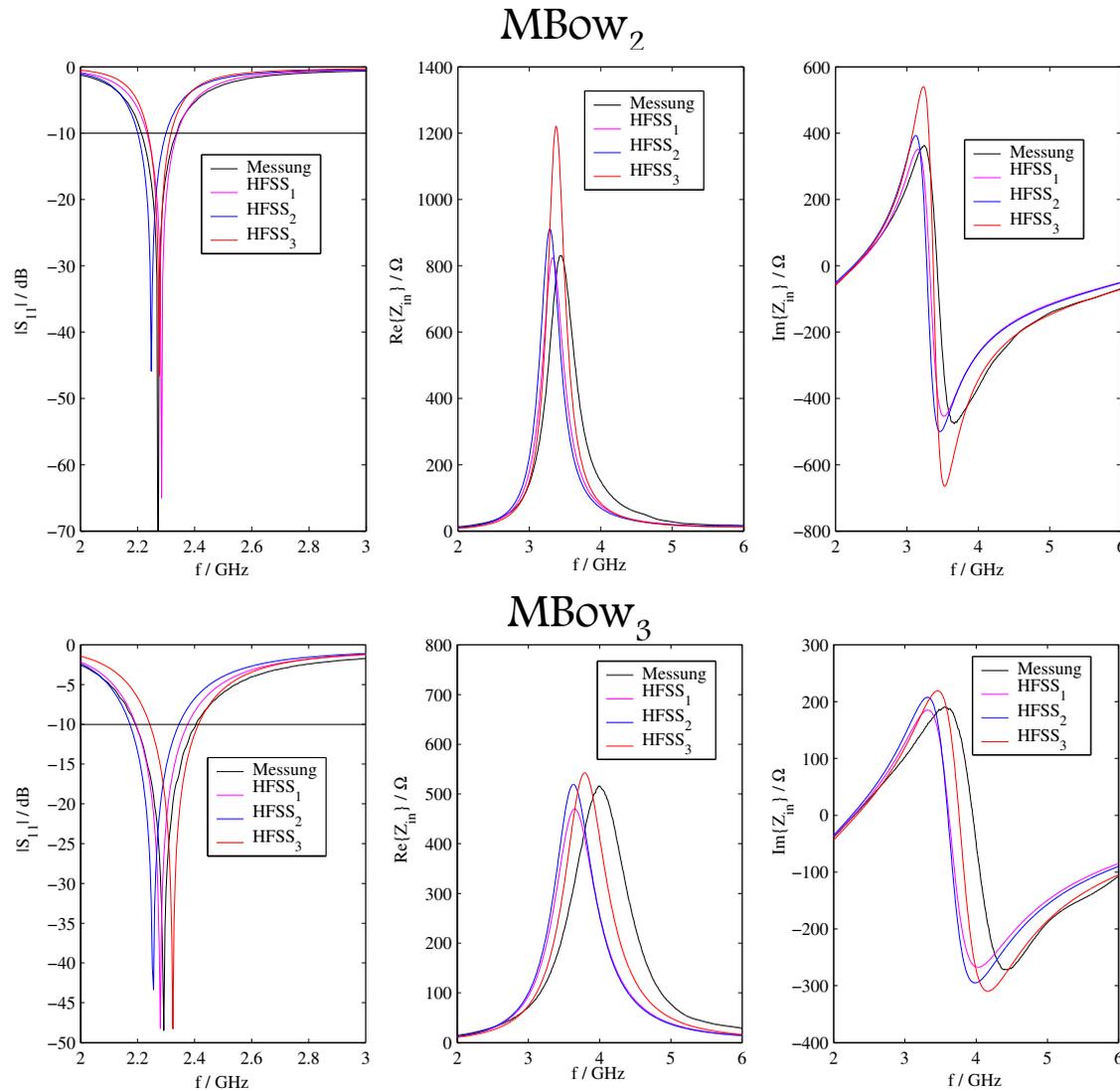
Das Ersatzschaltbild des Simulationsmodells und Messaufbaus:

Anregungsvektor des Mehrleitersystems:

$$\vec{U}_G = \begin{pmatrix} 1 \\ a \end{pmatrix} \cdot \underline{U}$$

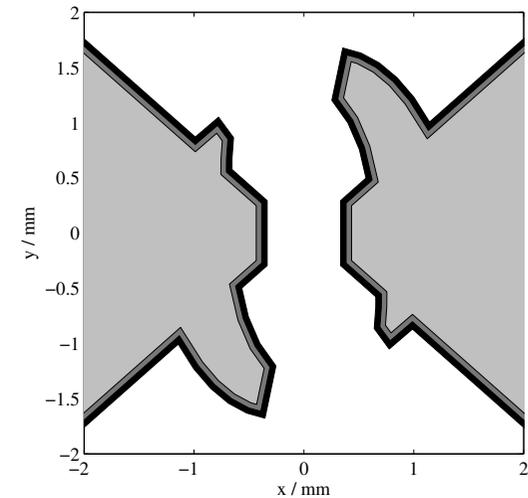


# Vergleich zwischen Simulations- und Messergebnissen



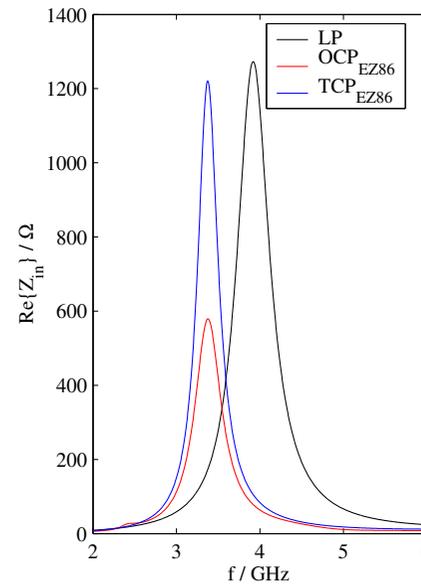
HFSS <sub>1</sub>	HFSS <sub>2</sub>	HFSS <sub>3</sub>
Substrateigenschaften:		
$\epsilon_r = 4.4$	$\epsilon_r = 4.4$	$\epsilon_r = 3.9$
$\tan \delta_z = 0.02$	$\tan \delta_z = 0.02$	$\tan \delta_z = 0.02$
Streifenbreite:		
$b = 0 \mu\text{m}$	$b = 50 \mu\text{m}$	$b = 0 \mu\text{m}$

Speisebereich der Antenne MBow<sub>3</sub>

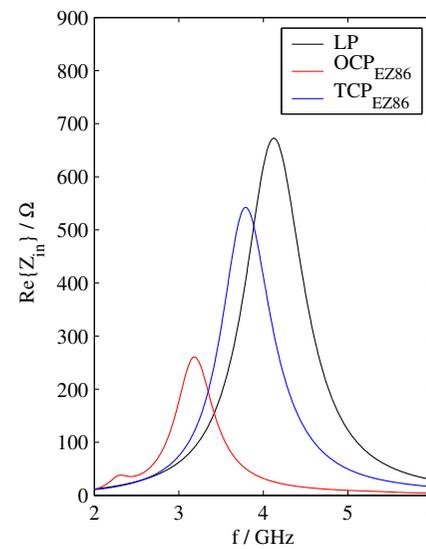
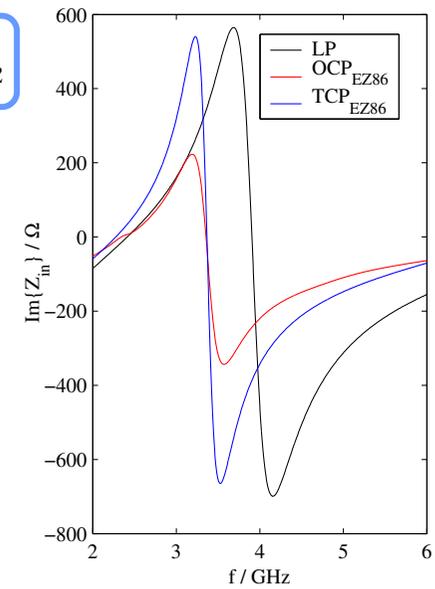


Strukturelle Variante des Antennenmodells durch Entfernen eines Streifens der Breite  $b$  über der Geometrieberandung

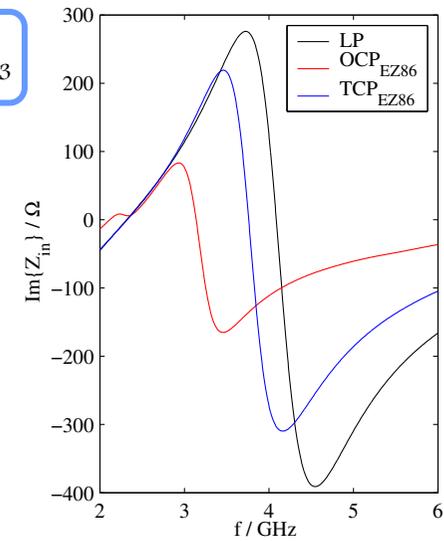
Anregungs- variante	Antennenmodell	
	MBow <sub>2</sub>	MBow <sub>3</sub>
Lumped Port		
OCP <sub>EZ86</sub>		
TCP <sub>EZ86</sub>		
TCP <sub>EZ34</sub>		



MBow<sub>2</sub>



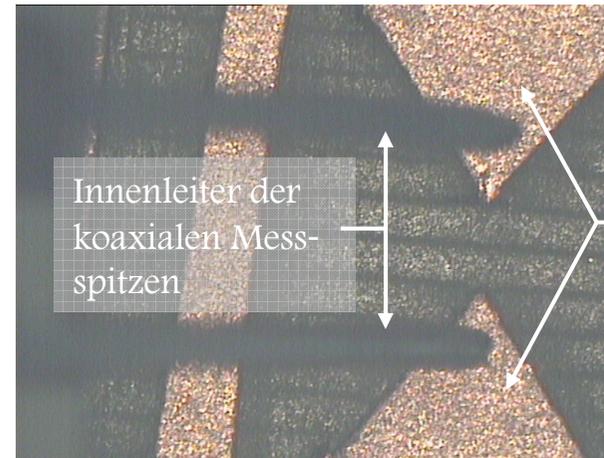
MBow<sub>3</sub>



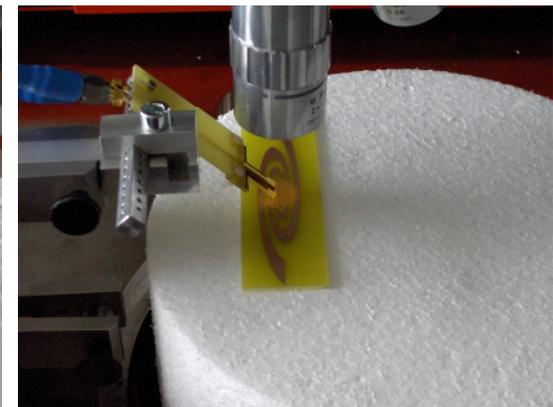
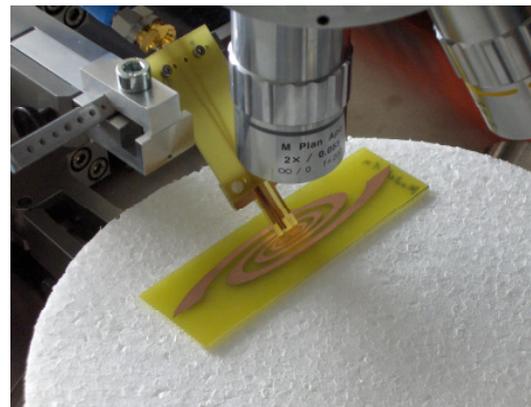
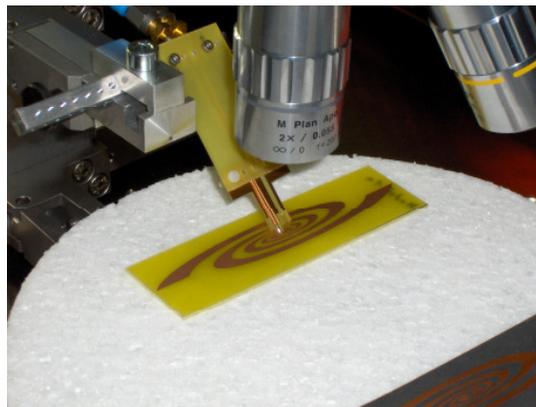
- Einsatz koaxialer Messspitzen mit möglichst kleinem Querschnitt

EZ86	$d_I=0.51 \text{ mm}$	$d_D=1.68 \text{ mm}$	$d_A=2.2 \text{ mm}$
EZ34	$d_I=0.2 \text{ mm}$	$d_D=0.66 \text{ mm}$	$d_A=0.88 \text{ mm}$

- Anwendung planarer Kalibrierverfahren → Deembedding entfällt; Kalibrierstandards auf Antennensubstrat erforderlich
- Mechanische Positionierung zur Reproduktion der Messung



Mikroskopaufnahme der Kontaktierung der Innenleiter der Koaxialkabel (EZ34) mit der Spiralantenne ohne Lötkontakt



# *Vielen Dank für Ihre Aufmerksamkeit !*

