

5. EKM an parallelen Submikrometerleitungen

Aufgrund der hohen Packungsdichte heutiger integrierter Schaltungen, wird es bei IC-internen EKM-Messungen sicherlich die Ausnahme sein, dass sich nur eine einzige signalführende Leitung unter der Messsonde befindet. Bei Messungen an Busstrukturen wird sogar eine große Anzahl von Leitungen parallel nebeneinander unter der Messsonde verlaufen. Da jede dieser elektrisch beschalteten Leitungen eine elektrische Kraftwechselwirkung mit der Messsonde eingeht, kann es zu Verfälschungen des Messergebnisses durch Übersprechen kommen. In diesem Kapitel wird daher evaluiert, unter welchen Voraussetzungen es zu einem Übersprechen im EKM-Messsignal kommt, wie sich dieses Übersprechen im Messergebnis äußert und welche Möglichkeiten es zur Minimierung des Übersprechens bzw. zur Bestimmung des eigentlichen Nutzsignals aus dem verfälschten Messergebnis gibt.

5.1. Überlegungen zum Übersprechen im EKM-Messsignal

Von einer Verfälschung des EKM-Messergebnisses durch Übersprechen spricht man, wenn das EKM-Messsignal nicht nur von der elektrischen Spannung des unter dem Messspitzenende befindlichen Testpunkts abhängig ist, sondern auch von den Spannungswerten anderer Elektroden auf der Probenoberfläche. Im Fall der EKM an parallelen Submikrometerleitungen bedeutet dies, dass bei einer Spannungsmessung an einer bestimmten signalführenden Leitung ein gewisser Anteil des EKM-Messsignals durch andere signalführende Nachbarleitungen erzeugt wird. Da nicht zwangsläufig ein Übersprechen entsteht, wenn mehrere signalführende Leitungen vorhanden sind, wird als erstes geklärt, unter welchen Voraussetzungen es überhaupt zu einem Übersprechen im EKM-Messsignal kommen kann.

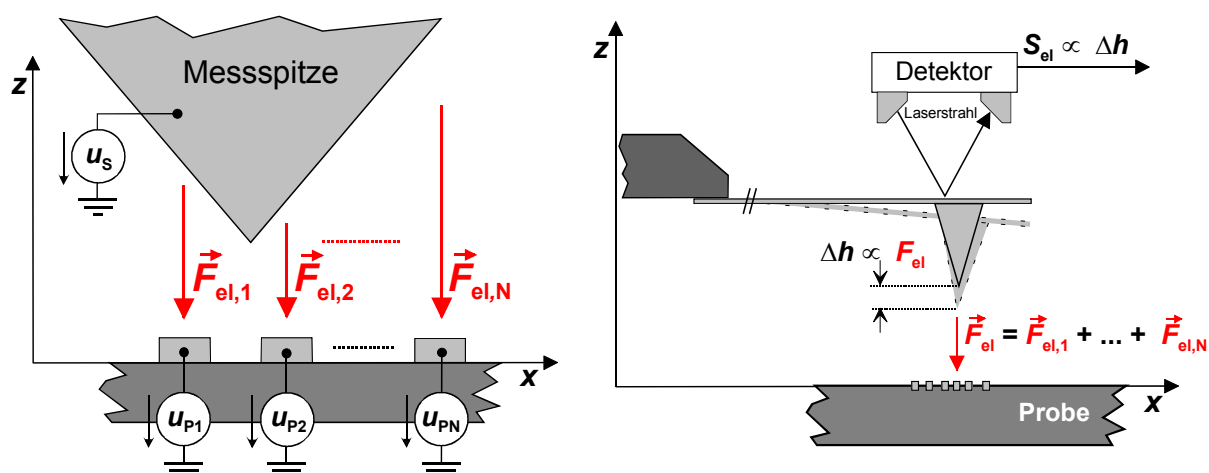


Bild 5.1-1: Elektrische Kraftwechselwirkung zwischen der Messsonde und mehreren signalführenden Leitungen

Befinden sich mehrere signalführende Leitungen unter der Messspitze, so wird von jeder Leitung eine elektrische Kraft $\vec{F}_{el,i}$ auf die Messsonde ausgeübt (siehe Bild 5.1-1). Die Messsondenauslenkung Δh und damit auch das Detektorausgangssignal S_{el} ist in diesem Fall proportional zur Summe der elektrischen Einzelkräfte $\vec{F}_{el,i}$. Es kann daher über die Messung der Messsondenauslenkung Δh auf direktem Wege nur die aus den Einzelkräften resultierende Gesamtkraft \vec{F}_{el} bestimmt werden.

$$S_{el} \propto \Delta h \propto F_{el} = \sum_{i=1}^N F_{el,i} \quad (5.1-1)$$

Die elektrischen Einzelkräfte $\vec{F}_{el,i}$ können aufgrund der Gültigkeit des Überlagerungsprinzips [Wolff 1997] berechnet werden, indem man jeweils nur die entsprechende signalführende Leitung und die Messsonde betrachtet. Alle anderen Leitungen werden als nicht vorhanden angenommen (siehe Bild 5.1-2). Mit Hilfe der in Kapitel 2.2. hergeleiteten Formel für die elektrische Kraftwechselwirkung zwischen der Messsonde und einer einzelnen darunter befindlichen Elektrode (siehe Gl. 2.2-7) ergibt sich die resultierende elektrische Kraft \vec{F}_{el} für eine Busstruktur mit N Leitungen wie folgt:

$$\vec{F}_{el} = \sum_{i=1}^N \vec{F}_{el,i} = \sum_{i=1}^N k_i(x, y, z_{0i}, a_i) \cdot [u_S - u_{Pi}]^2 \vec{e}_z \quad (5.1-2)$$

Dabei gibt z_{0i} den Messsonden-Probenabstand, a_i die Strukturbreite und u_{Pi} die Spannung der i -ten Leitung an. Ausserdem wurde in Gl. 5.1-2 vorausgesetzt, dass die Austrittsarbeitsdifferenz $\Delta\phi$ gleich Null ist.

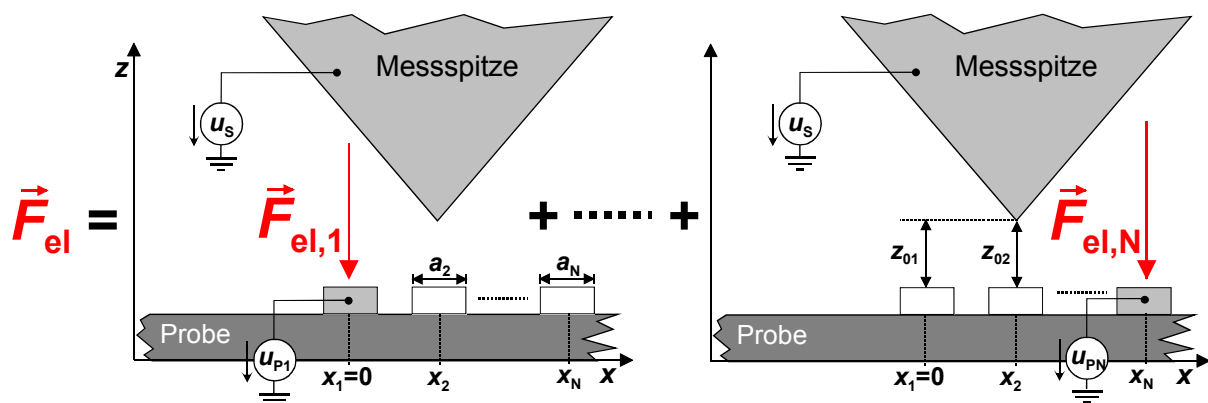


Bild 5.1-2: Zusammensetzung der elektrischen Gesamtkraft aus der additiven Überlagerung der elektrischen Einzelkräfte

Damit es zu einem Übersprechen im EKM-Messsignal kommen kann, müssen zwei Bedingungen erfüllt sein. Zum einen dürfen die Geometriefaktoren k_i der signalführenden Leitungen nicht die Idealform einer Rechteckfunktion der jeweiligen

Leitungsbreite a_i besitzen. In diesem Fall würde jede Einzelkraft $\vec{F}_{el,i}$ nur dann von Null verschieden sein, wenn sich das Messspitzenende unmittelbar über der dazugehörigen signalführenden Leitung befände. Es käme somit zu keiner räumlichen Überlappung der elektrischen Einzelkräfte $\vec{F}_{el,i}$ (siehe Bild 5.1-3) und folglich zu keinem Übersprechen im EKM-Messsignal. Als erste Bedingung für das Zustandekommen von Übersprechen kann daher festgehalten werden, dass die Geometriefaktoren k_i der Einzelkräfte $\vec{F}_{el,i}$ am Ort anderer Leitungen ungleich Null sein müssen. Für EKM-Messungen an parallelen Submikrometerleitungen ist diese Bedingung auf jeden Fall erfüllt, da aufgrund des Hebelarmeinflusses ein ortsunabhängiger Gleichanteil $k_{offset,i}$ im Geometriefaktor k_i der Einzelkräfte enthalten ist (siehe Kapitel 4.2.).

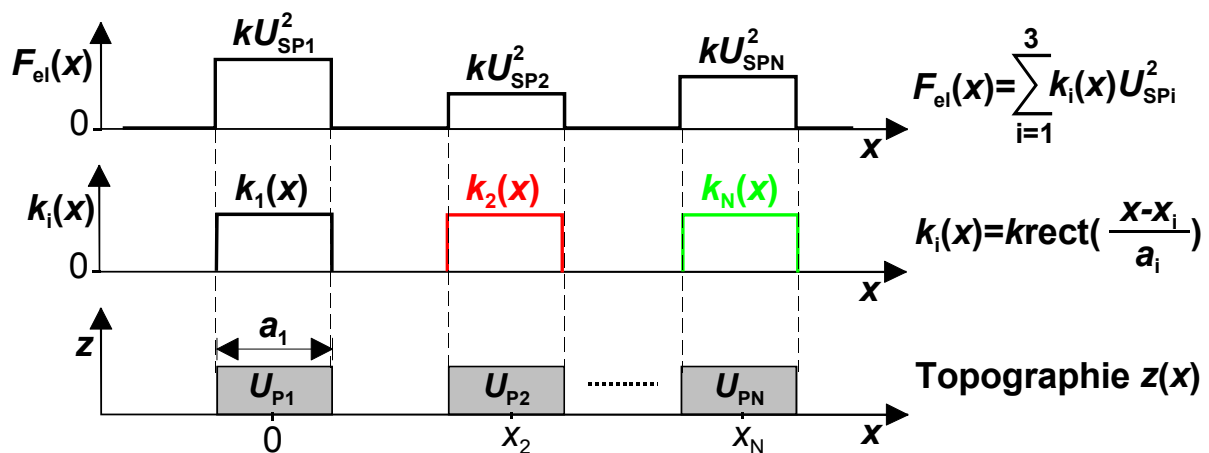


Bild 5.1-3: Kraftverlauf bei einer Linienrastrung über mehrere signalführende Leitungen unter der Annahme idealer, rechteckförmiger Geometriefaktoren

Die zweite Bedingung berücksichtigt, dass bei EKM-Messungen nicht die komplette elektrische Kraft \vec{F}_{el} ins Messsignal eingeht. Da normalerweise immer nur eine bestimmte Frequenzkomponente $F_{el}(\omega)$ der elektrischen Kraft ausgewertet wird, kann ein Übersprechen nur dann entstehen, wenn in mehreren Einzelkräften $\vec{F}_{el,i}$ genau diese Frequenzkomponente vorhanden ist. Dies wird im Folgenden für EKM-Messungen untersucht, welche mittels der heterodynen Mischtechnik durchgeführt werden.

Nimmt man an, dass an der j -ten Leitung die Amplitude \hat{u}_{pj} und die Phase φ_j einer harmonischen Spannung der Frequenz ω_{pj} unter Anwendung der heterodynen Mischtechnik ermittelt werden soll, so wird vom Detektorausgangssignal S_{el} nur der Anteil $S_{el}(\omega_S - \omega_{pj})$ bei der Differenzfrequenz $\omega_S - \omega_{pj}$ analysiert. Liegen an den anderen signalführenden Leitungen elektrische Spannungen u_{pi} an, die eine Komponente $u_{pi}(\omega_{pj})$ bei der Frequenz ω_{pj} der interessierenden Probenspannung u_{pj} besitzen, so erzeugt jede dieser Spannungen ebenfalls einen Term in der elektrischen Kraft bei der Differenzfrequenz $\omega_S - \omega_{pj}$. Als Differenzfrequenz wird üblicherweise die

Resonanzfrequenz ω_r der Messsonde gewählt. Für den detektierten Anteil $F_{el}(\omega_r)$ der elektrischen Gesamtkraft gilt dann unter Berücksichtigung von Gl. 2.4-9 und 5.1-2 die Beziehung:

$$F_{el}(\omega_r) = \sum_{i=1}^N F_{el,i}(\omega_r) = \sum_{i=1}^N -k_1(x, y, z_{0i}, a_i) \cdot \hat{u}_S \hat{u}_{P_i} \cos(\omega_r t + \Delta\varphi_i) \quad (5.1-3)$$

Dabei ist $\Delta\varphi_i$ die Phasendifferenz $\varphi_S - \varphi_{P_i}$ zwischen der Messsondenspannung u_S und der Frequenzkomponente $u_{P_i}(\omega_{P_i})$ der i -ten Probenspannung. Besitzt eine Probenspannung u_{P_i} keine Frequenzkomponente bei der Frequenz ω_{P_i} der interessierenden Probenspannung, so ist die entsprechende Amplitude \hat{u}_{P_i} gleich Null zu setzen.

Da die additive Überlagerung von harmonischen Funktionen gleicher Frequenz wieder eine harmonische Funktion erzeugt, ergibt der Summenterm in Gl. 5.1-3 eine harmonische Gesamtkraft. Aufgrund dessen kann die resultierende elektrische Kraft bei der Frequenz ω_r wie folgt angegeben werden:

$$F_{el}(\omega_r) = \hat{F}_{el}(\omega_r) \cdot \cos(\omega_r t + \Phi) = \sum_{i=1}^N -k_i(x, y, z_0, a) \cdot \hat{u}_S \hat{u}_{P_i} \cos(\omega_r t + \Delta\varphi_i) \quad (5.1-4)$$

Gleichung 5.1-4 ist der Ausgangspunkt für die weiterführenden Betrachtungen bezüglich des Übersprechens im EKM-Messsignal. Bevor nun Resultate von EKM-Messungen an parallelen Submikrometerleitungen präsentiert und untersucht werden, wird erst ein Berechnungsmodell entwickelt, welches die Berechnung der Amplitude $\hat{F}_{el}(\omega_r)$ und Phase Φ der elektrischen Gesamtkraft aus den Probenspannungen u_{P_i} erlaubt. Wie sich später zeigt (siehe Kapitel 5.4.), ist es ohne die Hilfe dieses Modells nur sehr schwer möglich, einige Messsignalverläufe nachzuvollziehen.

5.2. Entwicklung eines Berechnungsmodells

Die Aufgabe des hier zu entwickelnden Berechnungsmodells muss sein, bei Kenntnis der Probengeometrie sowie der Amplituden \hat{u}_{P_i} und Phasenwerte $\Delta\varphi_i$ der einzelnen Probenspannungen den Verlauf des EKM-Messsignals bei Linienrasterungen über die Leitungsstruktur berechnen zu können. Auf diese Weise kann durch signifikante Abweichungen zwischen dem experimentell ermittelten und dem berechneten Messsignalverlauf auf fehlerhafte Probenspannungen zurück geschlossen werden.

Im ersten Schritt zur Entwicklung des Berechnungsmodells müssen aus der Probengeometrie sowie den Probenspannungen u_{P_i} die Einzelkraftverläufe $\vec{F}_{el,i}$ bestimmt werden. Das Hauptproblem ist dabei die Ermittlung der Geometriefaktoren

k_i . Mit Hilfe von Simulationsprogrammen ist es zwar möglich, die Geometriefaktoren k_i der Einzelkräfte zu berechnen, jedoch sind diese Berechnungen sehr zeitaufwendig. Da außerdem u.a. die komplette Messsondengeometrie bekannt sein muss, ist diese Methode wenig praktikabel. Eine andere Vorgehensweise zur Bestimmung der Geometriefaktoren k_i besteht darin, experimentell aufgenommene Einzelkraftverläufe zu verwenden. Über die Umformung von Gl. 2.4-9 kann der Geometriefaktorverlauf $k_i(x)$ direkt aus dem Verlauf der zugehörigen, experimentell ermittelten Einzelkraftamplitude $\hat{F}_{el,i}(x)$ berechnet werden:

$$k_i = -\frac{\hat{F}_{el,i}(\omega_r)}{\hat{u}_S \hat{u}_{Pi}} \quad (5.2-1)$$

Die Untersuchungen in Kapitel 4.2. haben gezeigt, dass sich der Geometriefaktor k bei Messungen an einer einzelnen signalführenden Submikrometerleitung aus einem ortsunabhängigen Gleichanteil k_{offset} sowie einem Nutzsignalanteil k_{signal} , der nur in unmittelbarer Nähe der Leitung auftritt, zusammensetzt. Der Verlauf des Geometriefaktors $k(x)$ bei einer Linienrastrung über eine einzelne signalführende Leitung kann daher relativ gut mit Hilfe einer gleichanteil-überlagerten Kosinuswelle nachgebildet werden (siehe Bild 5.2-1). Auf diese Weise ergibt sich für die nachgebildeten Geometriefaktorverläufe $k_{mod,i}$ der elektrischen Einzelkräfte bei einer Linienrastrung über mehrere signalführende Leitungen die Gleichung:

$$k_{mod,i} = k_{offset,i} + \frac{1}{2} k_{signal,max,i} \left(\cos \left[2\pi \frac{x - x_i}{\Delta a_i} \right] + 1 \right) \cdot \text{rect} \left[\frac{x - x_i}{\Delta a_i} \right] \quad (5.2-2)$$

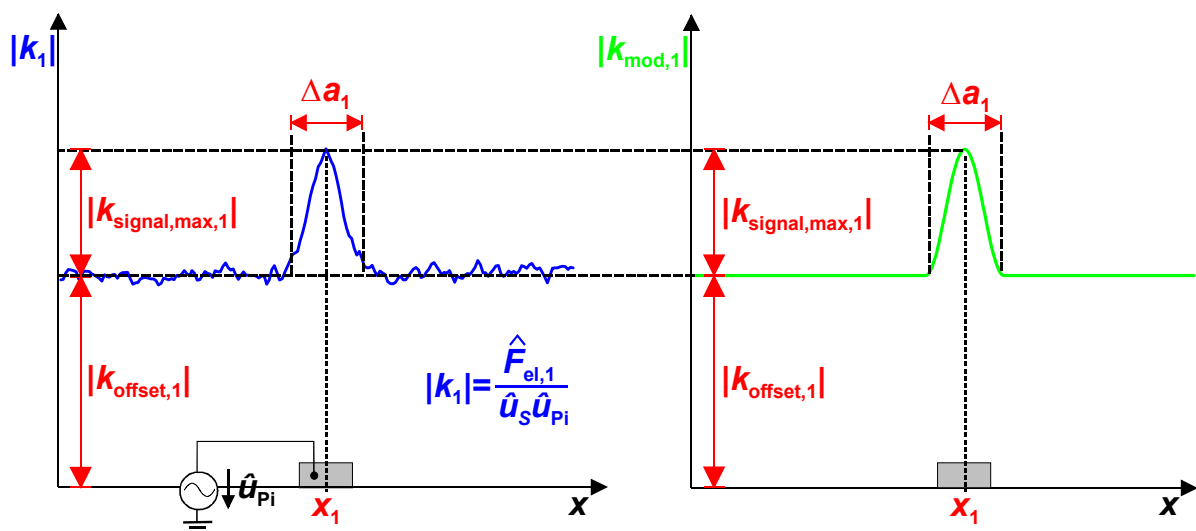


Bild 5.2-1: Bestimmung des nachgebildeten Geometriefaktorverlaufs $k_{mod,1}(x)$ aus dem experimentell ermittelten Verlauf der zugehörigen Einzelkraft

Die für die Nachbildung erforderlichen Parameter, also der Gleichanteil $k_{\text{offset},i}$ und der maximale Nutzsignalanteil $k_{\text{signal,max},i}$ des Geometriefaktors sowie die Position x_i des Leitungsmittelpunkts und die Ausdehnung Δa_i des Nutzsignalanteils auf der x -Achse, können aus den experimentell ermittelten Verläufen $k_i(x)$ der Geometriefaktoren abgelesen werden (siehe Bild 5.2-1).

Geht man davon aus, dass alle Leitungen dieselbe Strukturweite a sowie den gleichen Messspitzen-Probenabstand z_0 aufweisen, besitzen alle Geometriefaktoren k_i denselben Gleichanteil und identische Nutzsignalpeaks, welche lediglich auf der x -Achse gegeneinander verschoben auftreten. Es reicht daher die Kenntnis eines Geometriefaktorverlaufs $k_i(x)$ aus, um die Verläufe aller anderen Geometriefaktoren zu berechnen. Im Folgenden wird angenommen, dass über den experimentell ermittelten Einzelkraftverlauf der ersten Leitung der zugehörige Geometriefaktorverlauf $k_{\text{mod},1}(x)$ mittels der in Bild 5.2-1 dargestellten Methode nachgebildet worden ist. Zur Bestimmung des Geometriefaktorverlaufs $k_{\text{mod},i}(x)$ der i -ten Leitung muss nun lediglich der Geometriefaktorverlauf $k_{\text{mod},1}(x)$ der ersten Leitung entlang der x -Achse verschoben werden und zwar um den Abstand $x_i - x_1$ zwischen den beiden Leitungsmittelpunkten.

$$k_{\text{mod},i} = k_{\text{mod},1}(x - [x_i - x_1]) \tag{5.2-3}$$

Hat man mit Gl. 5.2-3 aus dem nachgebildeten Geometriefaktor der ersten Einzelkraft die Verläufe aller nachgebildeten Geometriefaktoren $k_{\text{mod},i}(x)$ bestimmt, können die elektrischen Einzelkraftamplituden $\hat{F}_{\text{el,mod},i}$ über die Umformung von Gl. 5.2-1 ermittelt werden:

$$\hat{F}_{\text{el,mod},i} = -\hat{u}_S \hat{u}_{P_i} k_{\text{mod},i} = -\hat{u}_S \hat{u}_{P_i} k_{\text{mod},1}(x - [x_i - x_1]) \tag{5.2-4}$$

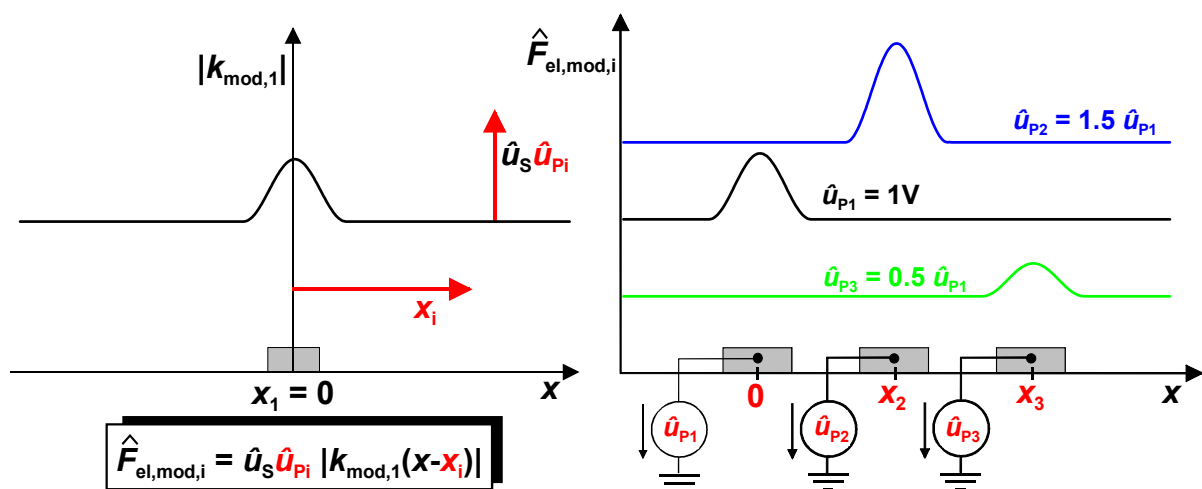


Bild 5.2-2: Bestimmung der nachgebildeten Einzelkraftverläufe aus dem Geometriefaktorverlauf $k_{\text{mod},1}$

Gl. 5.2-4 kann noch etwas vereinfacht werden, indem man das Koordinatensystem so positioniert, dass der Koordinatenursprung auf dem Mittelpunkt der ersten Leitung liegt. In diesem Fall entspricht der Abstand $x_i - x_1$ der i -ten Leitung von der ersten Leitung genau der x -Koordinate x_i des Mittelpunkts der i -ten Leitung (siehe Bild 5.2-2).

Nachdem nun über die modellierten Geometriefaktorverläufe $k_{\text{mod},i}(x)$ die Einzelkraftamplitudenverläufe $\hat{F}_{\text{el,mod},i}(x)$ berechnet werden können, muss im nächsten Schritt die Amplitude $\hat{F}_{\text{el,mod}}$ und Phase Φ_{mod} der elektrischen Gesamtkraft aus den Einzelkraftverläufen ermittelt werden. Dies geschieht mit Hilfe von Gl. 5.1-4. Wendet man diese Gleichung auf die nachgebildeten Einzelkraftverläufe $\hat{F}_{\text{el,mod},i}(x)$ an, so erhält man für den Verlauf der modellierten Gesamtkraft $F_{\text{el,mod}}$ den Ausdruck:

$$F_{\text{el,mod}} = \hat{F}_{\text{el,mod}} \cdot \cos(\omega_r t + \Phi_{\text{mod}}) = \sum_{i=1}^N \hat{F}_{\text{el,mod},i} \cos(\omega_r t + \Delta\varphi_i) \quad (5.2-5)$$

Da sich für Berechnungen mit frequenzgleichen harmonischen Funktionen die komplexe Rechnung anbietet, werden in Gl. 5.2-5 die Kosinusfunktionen in komplexe e-Funktionen umgewandelt.

$$\underline{F}_{\text{el,mod}} = \hat{F}_{\text{el,mod}} \cdot e^{j(\omega_r t + \Phi_{\text{mod}})} = \sum_{i=1}^N \hat{F}_{\text{el,mod},i} e^{j(\omega_r t + \Delta\varphi_i)} \quad (5.2-6)$$

Die Zeitabhängigkeit der Einzelkräfte bietet keine Nutzinformation bezüglich der Amplitude $\hat{F}_{\text{el,mod}}$ sowie Phase Φ_{mod} der Gesamtkraft. Deshalb reicht es aus, nur die komplexen Zeiger $\underline{\hat{F}}_{\text{el,mod},i}$ der Einzelkräfte zu betrachten. Dabei entsprechen die Beträge der komplexen Einzelkraftzeiger den mittels Gl. 5.2-4 berechneten Amplituden $\hat{F}_{\text{el,mod},i}$ der Einzelkräfte. Das Argument eines Einzelkraftzeigers erhält man über die Phasendifferenz $\Delta\varphi_i$ zwischen der Messsondenspannung u_S und der zugehörigen Leitungsspannung u_{Pi} .

$$\underline{\hat{F}}_{\text{el,mod},i} = \hat{F}_{\text{el,mod},i} e^{j\Delta\varphi_i} = \left[-k_{\text{mod},i} \hat{u}_S \hat{u}_{Pi} \right] \cdot e^{j(\varphi_S - \varphi_{Pi})} \quad (5.1-7)$$

Der Zeiger $\underline{\hat{F}}_{\text{el,mod}}$ der komplexen Gesamtkraft ergibt sich aus der Zeigeraddition der Einzelkräfte (siehe Bild 5.2-3). Die Amplitude $\hat{F}_{\text{el,mod}}$ sowie Phase Φ_{mod} der nachgebildeten elektrischen Gesamtkraft erhält man dann über die Betrags- und Argumentenbildung des komplexen Gesamtkraftzeigers $\underline{\hat{F}}_{\text{el,mod}}$. Mit den Realteilen $\text{Re}\{\underline{\hat{F}}_{\text{el,mod}}\}$ und Imaginärteilen $\text{Im}\{\underline{\hat{F}}_{\text{el,mod}}\}$ der Einzelkraftzeiger gilt:

$$\hat{F}_{el,mod} = |\hat{F}_{el,mod}| = \sqrt{\left[\sum_{i=1}^N \operatorname{Re}\{\hat{F}_{el,mod,i}\} \right]^2 + \left[\sum_{i=1}^N \operatorname{Im}\{\hat{F}_{el,mod,i}\} \right]^2} \quad (5.2-8)$$

$$\Phi_{mod} = \arg(\hat{F}_{el,mod}) = \arctan \left[\frac{\sum_{i=1}^N \operatorname{Im}\{\hat{F}_{el,mod,i}\}}{\sum_{i=1}^N \operatorname{Re}\{\hat{F}_{el,mod,i}\}} \right] \quad (5.2-9)$$

Die mit Gl. 5.2-8 und 5.2-9 erhaltenen Werte für die Amplitude $\hat{F}_{el,mod}$ und Phase Φ_{mod} der elektrischen Gesamtkraft können nun mit den EKM-Messwerten verglichen werden. Ist ein quantitativer Vergleich erforderlich, so müssen noch die Übertragungsfunktionen der Messsonde und des Detektionssystems berücksichtigt werden.

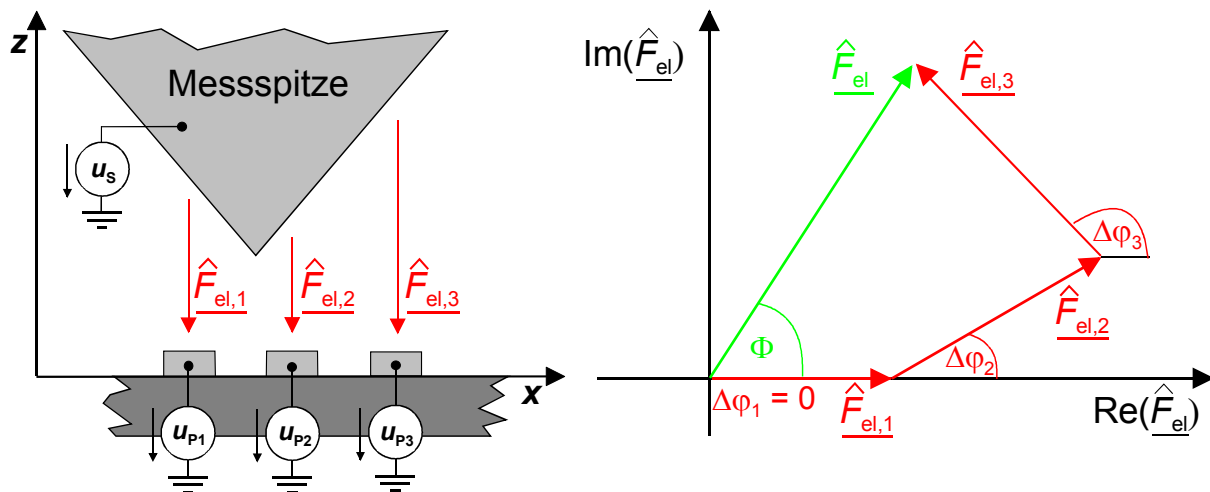


Bild 5.2-3: Bestimmung der resultierenden Gesamtkraft über die Zeigeraddition der Einzelkräfte

Zusammenfassend müssen zur Berechnung des EKM-Messsignalverlaufs an parallelen Submikrometerleitungen gleicher Strukturbreite die folgenden Schritte durchgeführt werden:

- Als erstes muss ein messtechnisch ermittelter EKM-Messsignalverlauf einer Linienraasterung über eine einzelne signalführende Leitung der Leitungsstruktur vorhanden sein.
- Aus diesem Einzelkraftverlauf können dann die Parameter für die Nachbildung des zugehörigen Geometriefaktorverlaufs extrahiert werden (siehe Bild 5.2-1). Die Nachbildung erfolgt unter Anwendung von Gl. 5.2-2.
- Alle anderen Geometriefaktoren sowie die zugehörigen Einzelkräfte ergeben sich über die Verschiebung des nachgebildeten Geometriefaktorverlaufs entlang der

x -Achse nach Gl. 5.2-4.

- Die so berechneten Einzelkraftverläufe werden in ihre komplexen Zeiger überführt und anschließend miteinander zum Zeiger der Gesamtkraft addiert.
- Der Verlauf des Betrags und Arguments des Zeigers der Gesamtkraft (Gl. 5.2-8/9) ergibt den qualitativen Verlauf der Amplitude und Phase des EKM-Messsignals.

Nachdem jetzt ein Modell zur Berechnung des EKM-Messsignalverlaufs bei Messungen an parallelen Submikrometerleitungen gleicher Strukturbreite zur Verfügung steht, wird dieses im Folgenden zur Analyse von Messergebnissen eingesetzt. Für den praktischen Einsatz des Berechnungsmodells wurde ein Programm geschrieben, welches nach Eingabe der benötigten Informationen die Amplituden und Phasenverläufe aller Einzelkräfte sowie der resultierenden Gesamtkraft berechnet. Die benötigten Informationen gliedern sich in Topographie-, Beschaltungs- und Einzelkraftparameter. Bei den Topographieparametern müssen die Leitungsbreite a und die Positionen x_i der Leitungsmittelpunkte angegeben werden; unter die Beschaltungsparameter fallen die Amplituden- und Phasenwerte der Leitungsspannungen u_{pi} und als Einzelkraftparameter werden die Breite Δa des Nutzsinalpeaks sowie der prozentuale Anteil des Gleichanteils an der Maximalkraft verlangt. Aus diesen Parametern berechnet das Programm dann mit Hilfe des Berechnungsmodells den relativen Verlauf der elektrischen Kräfte.

5.3. Frequenz- und phasengleiche harmonische Leitungsspannungen

Im Fall frequenz- und phasengleicher harmonischer Leitungsspannungen kann der zeit- und phasenabhängige Kosinusterm in Gl. 5.1-4 vor die Summe gezogen werden und damit die Amplitude $\hat{F}_{el}(\omega_r)$ und Phase Φ der elektrischen Gesamtkraft direkt abgelesen werden.

$$F_{el}(\omega_r) = \hat{F}_{el}(\omega_r) \cdot \cos(\omega_r t + \Phi) = \cos(\omega_r t + \Delta\varphi) \cdot \sum_{i=1}^N -k_i \hat{u}_S \hat{u}_{Pi} \quad (5.3-1)$$

$$\hat{F}_{el}(\omega_r) = \sum_{i=1}^N -k_i \hat{u}_S \hat{u}_{Pi} = \sum_{i=1}^N \hat{F}_{el,i}(\omega_r) \quad (5.3-2)$$

$$\Phi = \Delta\varphi \quad (5.3-3)$$

Die Amplitude $\hat{F}_{el}(\omega_r)$ der resultierenden elektrischen Kraft entspricht wie nicht anders zu erwarten der Summe der Einzelkraftamplituden $\hat{F}_{el,i}(\omega_r)$ und die

Phase Φ ist gleich der Phasendifferenz $\Delta\varphi$ zwischen der Messsondenspannung u_S und den Leitungsspannungen u_{Pi} . Setzt man gleiche Strukturbreiten a der Leitungen voraus, ist für alle Geometriefaktoren k_i der Gleichanteil $k_{\text{offset},i}$ derselbe. Für die Amplitude $\hat{F}_{el}(\omega_r)$ der resultierenden elektrischen Kraft ergibt sich damit die Beziehung:

$$\hat{F}_{el}(\omega_r) = \sum_{i=1}^N -k_{\text{offset},1} \hat{u}_S \hat{u}_{Pi} + \sum_{i=1}^N -k_{\text{signal},1}(x - x_i) \hat{u}_S \hat{u}_{Pi} \quad (5.3-4)$$

Gl. 5.3-4 macht deutlich, dass bei Messungen mit phasengleichen Spannungen anhand der Höhe der Nutzsignalpeaks auf die Leitungsspannungen zurückgeschlossen werden kann (siehe Bild 5.3-1). Ist z.B. der Peak über der 1. Leitung doppelt so hoch wie der Peak über der 2. Leitung, so gilt: $\hat{u}_{P1} = 2\hat{u}_{P2}$. Außerdem ist mit zunehmender Anzahl signalführender Leitungen mit einem deutlichen prozentualen Anstieg des Gleichanteils im Messsignal zu rechnen. Die Ursache hierfür liegt in der Addition der Gleichanteile der Einzelkraftamplituden, während die Nutzsignalpeaks nur räumlich häufiger auftreten.

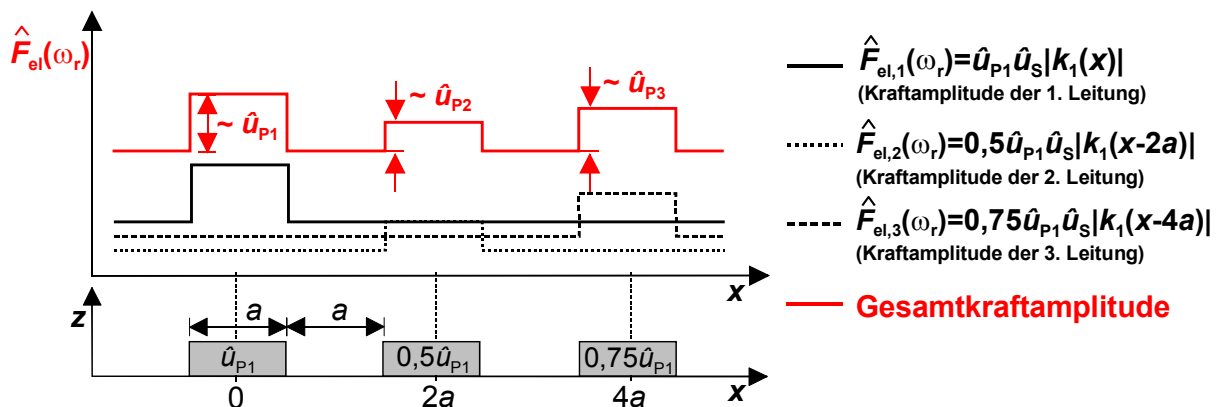


Bild 5.3-1: Skizzierter Gesamtkraftverlauf für drei signalführende Leitungen

Im Folgenden wird nun anhand von Messungen überprüft, inwieweit diese theoretischen Überlegungen mit realen Meßergebnissen in Einklang zu bringen sind. Dazu wurde wie bei den Messungen in Kapitel 4. eine für die heterodyne Mischtechnik repräsentative Messanordnung gewählt, bei der die Messsonde mit einer Gleichspannung und die Probe mit Wechselspannungen u_{Pi} der Messsondenresonanzfrequenz ω_r beschaltet sind. In Bild 5.3-2 ist die bei den Messungen realisierte elektrische Beschaltung der verwendeten 250 nm Teststruktur dargestellt. Jede der 3 Leitungen kann über einen Schalter entweder mit einer Wechselspannung $u_P = 0,75V \cos(\omega_r t + \varphi)$ oder Massepotenzial verbunden werden.

Mit dieser Messanordnung wurde eine Flächenraasterung über einen $4 \mu\text{m} \times 4 \mu\text{m}$ großen Bereich der Probe durchgeführt und der Verlauf der Amplitude des Detektorausgangssignals $\hat{S}_{el}(\omega_r)$ bei der Resonanzfrequenz der Messsonde

aufgenommen. Im Laufe der Flächenrasterung wurden die Schalterstellungen so variiert, daß alle möglichen Kombinationen mit mindestens einer signalführenden Leitung auftraten.

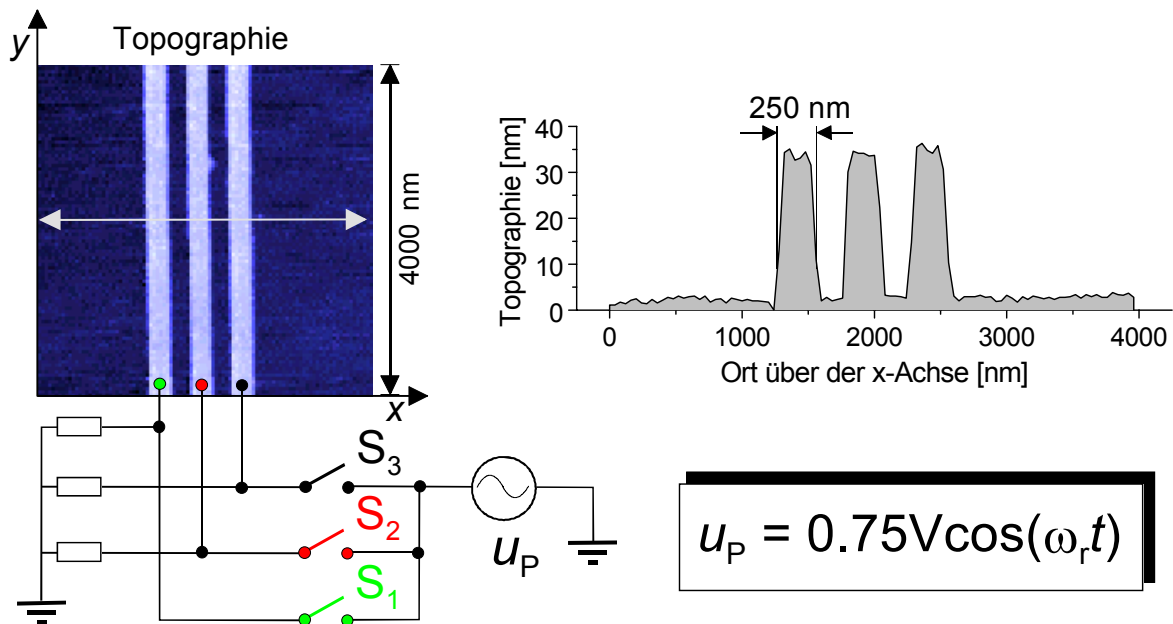


Bild 5.3-2: Topographie und elektrische Beschaltung der 250 nm-Teststruktur bei den EKM-Messungen mit phasengleichen Probenspannungen

Die Messsignalverteilung in Bild 5.3-3a zeigt wie erwartet eine deutliche Zunahme des Gleichanteils bei Erhöhung der Anzahl n der signalführenden Leitungen. Wird hingegen n nicht verändert, sondern nur über die Variation der Schalterstellungen die Lage der signalführenden Leitungen, so bleibt der Hintergrundfarbton – also der Gleichanteil im Messsignal – konstant.

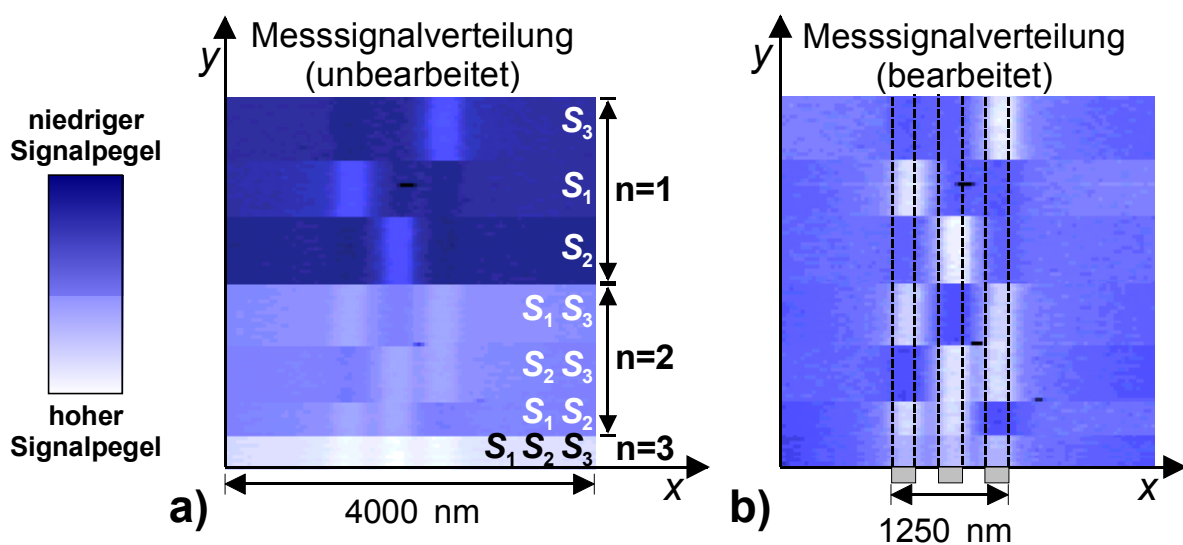


Bild 5.3-3: a) Ergebnis einer Flächenrasterung mit der Probenbeschaltung nach Bild 5.2-1; b) Angleichung des Gleichanteils im Messsignal für alle Schalterstellungen

Zur besseren Beobachtung der Nutzsinalpeaks, wurde in Bild 5.3-3b der Gleichanteil im Messsignal für alle Schalterstellungen auf denselben Wert gesetzt. Hier kann nun die räumliche Verschiebung der Nutzsinalpeaks bei Variation der Schalterstellungen nachvollzogen werden. Anhand des gleichen Farbtons dieser Peaks, kann auf gleiche Amplituden \hat{u}_{P_i} der Leitungsspannungen zurück geschlossen werden.

Berücksichtigt man in Gl. 5.3-4 die bei dieser EKM-Messung vorherrschenden gleichen Spannungsamplituden \hat{u}_{P_i} , so berechnet sich die zur Messsignalamplitude proportionale Kraftamplitude wie folgt:

$$\hat{F}_{el}(\omega_r) = -\hat{u}_S \hat{u}_P \left[nk_{\text{offset},1} + \sum_{i=1}^n k_{\text{signal},1}(x - x_i) \right] \quad (5.3-5)$$

Da mit der Messsignalverteilung in Bild 5.3-3 keine genauen Aussagen bezüglich des quantitativen Verhaltens des Messsignals bei Veränderung der Anzahl n signalführender Leitungen möglich ist, wurde in Bild 5.3-4 für jede Schalterstellung eine Linienrasterung aus dem 2-dimensionalen Verteilungsbild extrahiert. Hier zeigt sich wie mittels Gl. 5.3-4/5 hergeleitet ein gleichbleibender Gleichanteil bei konstanter Anzahl n signalführender Leitungen sowie eine Verdopplung bzw. Verdreifachung des Gleichanteils bei Erhöhung der Anzahl signalführender Leitungen von eins auf zwei bzw. drei.

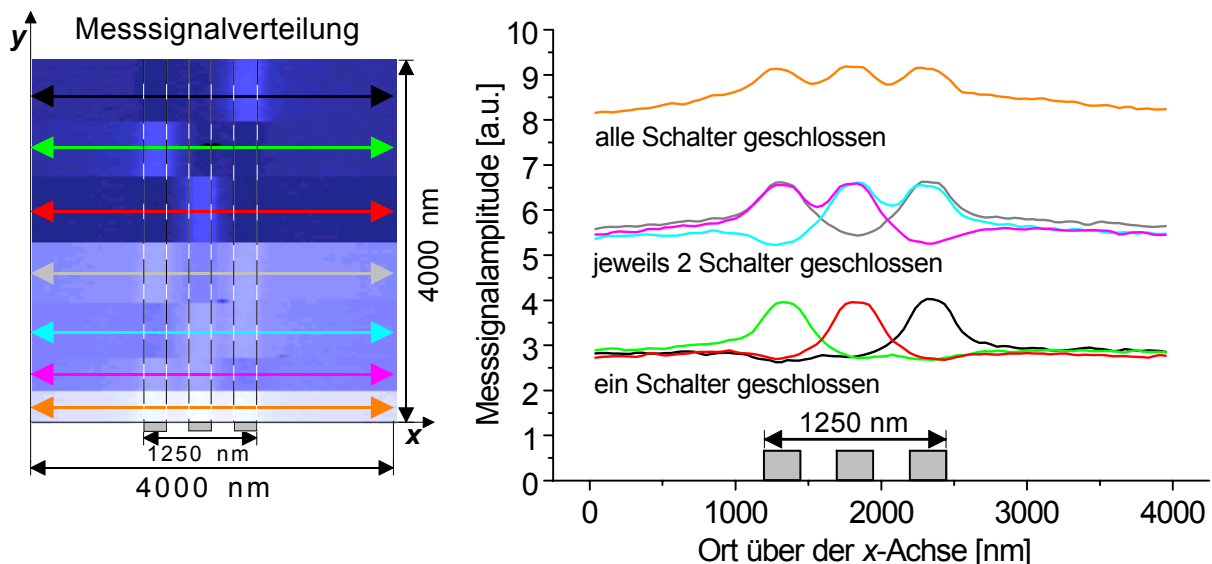
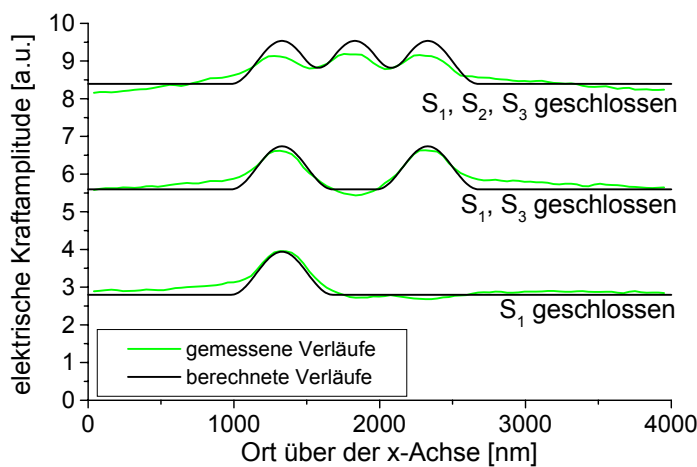


Bild 5.3-4: Extraktion von Linienrasterungen aus der Messsignalverteilung

Zur Untersuchung der Aussagekräftigkeit des in Kapitel 5.1. entwickelten Berechnungsmodells für Gesamtkraftverläufe wurde der Einzelkraftverlauf der mittleren Leitung zur Feststellung der benötigten Parameter verwendet. Hier ergab sich ein prozentualer Gleichanteil von 71% des Maximalsignals sowie eine Breite des Nutzsinalpeaks von ca. 700 nm. In Bild 5.3-5 sind die berechneten Kraftverläufe den

entsprechenden gemessenen Verläufen gegenübergestellt, wobei sich eine gute Übereinstimmung ergibt. Lediglich bei der Linienrastrung mit drei geschlossenen Schaltern ist eine etwas größere Abweichung in der Höhe der Nutzsinalpeaks erkennbar. Die Ursache für diese Abweichung ist wahrscheinlich eine leichte Verkippung der Probe in y -Richtung oder eine Drift des z -Piezostellglieds während der Messung. Durch die so erfolgte Veränderung des Messspitzen-Probenabstands z_0 kommt es zu einer Variation in der Höhe der Nutzsinalpeaks. Der durch den Hebelarmeinfluss erzeugte Gleichanteil im Messsignal ist dagegen relativ unempfindlich gegenüber kleinen Variationen des Messspitzen-Probenabstands, so dass hier keine größeren Abweichungen festzustellen sind.



Parameter für die berechneten Verläufe:

Topographie:

Breite des Leitungen: $a = 250 \text{ nm}$

Abstand der Leitungen: 250 nm

Position der 1. Leitung: $x_1 = 1330 \text{ nm}$

Einzelkraftverlauf:

Breite des Nutzsinalpeaks: $\Delta a = 700 \text{ nm}$

Geometriefaktor: $k_{\text{offset},1} = 0,71$

$k_{\text{signal,max},1} = 0,29$

Skalierungsfaktor: $\hat{F}_{\text{el,mod},i} = 3,94k_{\text{mod},i}$

elektrische Beschaltung:

Probenspannungen: $\hat{u}_1 = \hat{u}_2 = \hat{u}_3; \varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3$

Bild 5.3-5: Vergleich zwischen gemessenen und mit dem Berechnungsmodell ermittelten elektrischen Kraftverläufen

Die Messungen mit frequenz- und phasengleichen Spannungen haben die theoretischen Vorüberlegungen bestätigt und die Einsetzbarkeit des Berechnungsmodells zur Analyse derartiger Messungen demonstriert. Aufgrund der direkten Proportionalität zwischen den Amplituden der Leitungsspannungen und der Höhe der Nutzsinalpeaks über den signalführenden Leitungen, kann allerdings direkt auf die Spannungsamplituden \hat{u}_{p_i} zurückgeschlossen werden. Daher ist für Messungen mit frequenz- und phasengleichen Spannungen der Einsatz des Berechnungsmodells nicht unbedingt erforderlich. Dies ändert sich jedoch, wenn die Leitungsspannungen gegeneinander phasenverschoben auftreten.

5.4. Frequenzgleiche, gegeneinander phasenverschobene harmonische Leitungsspannungen

Im Fall frequenzgleicher, gegeneinander phasenverschobener Leitungsspannungen kann der zeit- und phasenabhängige Term in Gl. 5.1-4 nicht vor die Summe gezogen werden. Daher hängt die Amplitude $\hat{F}_{\text{el}}(\omega_r)$ der elektrischen

Gesamtkraft nicht nur von den Amplituden $\hat{F}_{el,i}(\omega_r)$ der Einzelkräfte ab, sondern auch von deren Phasenwerten $\Delta\varphi_i$. Dasselbe gilt auch für die Phase Φ der elektrischen Gesamtkraft. Zur Berechnung der Amplitude $\hat{F}_{el}(\omega_r)$ und Phase Φ der elektrischen Gesamtkraft kann wie bereits bei der Herleitung des Berechnungsmodells geschehen, die komplexe Zeigerrechnung angewendet werden. Über den Betrag sowie das Argument des komplexen Zeigers \hat{F}_{el} der Gesamtkraft (siehe Gl. 5.2-8 und 5.2-9) ergeben sich dann die Amplitude und Phase der elektrischen Gesamtkraft wie folgt:

$$\hat{F}_{el}(\omega_r) = \sqrt{\sum_{i=1}^N [k_i \hat{u}_S \hat{u}_{P_i} \cos(\Delta\varphi_i)]^2 + \sum_{i=1}^N [k_i \hat{u}_S \hat{u}_{P_i} \sin(\Delta\varphi_i)]^2} \quad (5.4-1)$$

$$\Phi = \arctan \left[\frac{\sum_{i=1}^N [k_i \hat{u}_S \hat{u}_{P_i} \sin(\Delta\varphi_i)]}{\sum_{i=1}^N [k_i \hat{u}_S \hat{u}_{P_i} \cos(\Delta\varphi_i)]} \right] \quad (5.4-2)$$

Da in die Amplitude der elektrischen Gesamtkraft (siehe Gl. 5.4-1) auch die Phasenwerte der Leitungsspannungen eingehen, kann nicht mehr wie bei dem in Kapitel 5.3. behandelten Fall phasengleicher Spannungen anhand der Höhe der Nutzsignalpeaks direkt auf die Amplitude \hat{u}_{P_i} der zugehörigen Leitungsspannung zurück geschlossen werden. Im Extremfall kann es sogar passieren, dass über einer signalführenden Leitung überhaupt kein Nutzsignalpeak erkennbar ist.

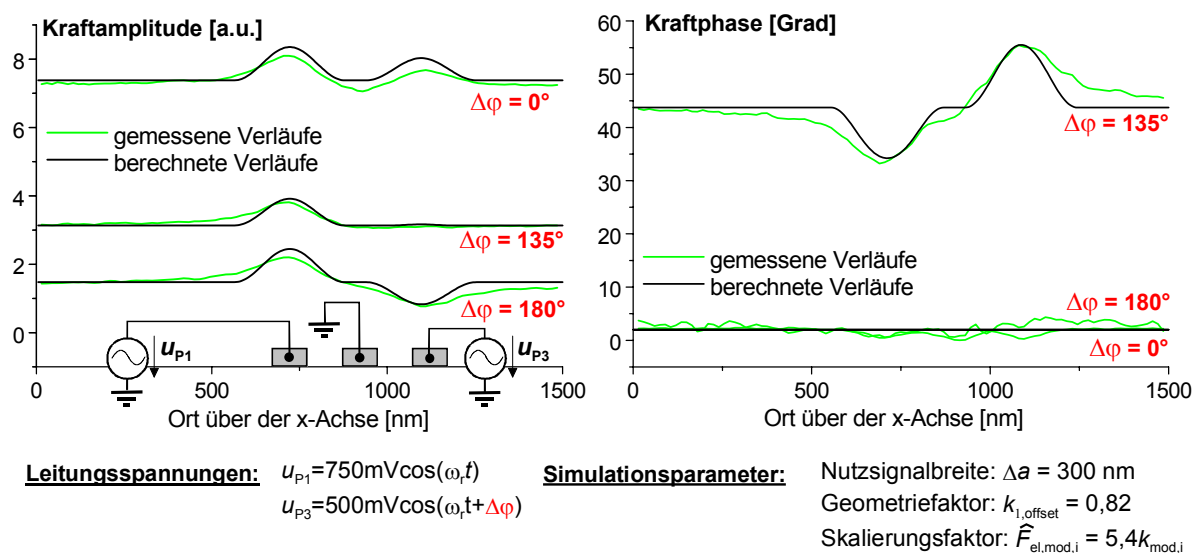


Bild 5.4-1: Gemessene und berechnete Verläufe der Kraftamplitude sowie -phase bei Messungen an den 100 nm Teststrukturen mit phasenverschobenen Spannungen an den Außenleitungen

Anhand von zwei Messreihen wird nun das Verhalten des EKM-Messsignals bei Messungen mit phasenverschobenen Leitungsspannungen untersucht. Parallel dazu

werden die Messsignalverläufe mit dem Berechnungsmodell ermittelt, so dass über den Vergleich eine Überprüfung der Aussagekräftigkeit des Berechnungsmodells möglich ist.

Die erste Messreihe wurde an einer der 100 nm Teststrukturen durchgeführt. Bei allen Messungen waren die Außenleitungen der Teststruktur immer mit Wechselspannungen konstanter Amplitude verbunden, wohingegen die Phasenverschiebung $\Delta\varphi$ zwischen den Leitungsspannungen variierte. In Bild 5.4-1 sind die Amplituden- und Phasenverläufe, welche sich für Phasenverschiebungen von 0° , 135° und 180° ergaben, dargestellt. Zum Vergleich sind noch die entsprechenden, mit dem Berechnungsmodell bestimmten Kraftverläufe in die Diagramme eingetragen.

Betrachtet man die Amplitudenverläufe, so kann man feststellen, dass stark unterschiedliche Kraftverläufe erzielt wurden, obwohl bei allen 3 Linienrasterungen die Amplituden der beiden Leitungsspannungen unverändert blieben. So ist über der rechten Leitung abhängig von der Phasenverschiebung $\Delta\varphi$ ein Maximum, ein Minimum sowie überhaupt keine Änderung im Amplitudenverlauf erkennbar. Es ist daher nicht möglich, nur anhand des Amplitudenverlaufs $\hat{F}_{el}(\omega_r)$ der Kraft eine Aussage bezüglich der Leitungsspannungen zu treffen. Aber auch die zusätzliche Betrachtung des zugehörigen Phasenverlaufs erlaubt nur in wenigen Fällen eine direkte Bestimmung der Leitungsspannungen. So kann bei der Messung mit 135° Phasenverschiebung zwar anhand des Phasenverlaufs erkannt werden, dass nicht wie der Amplitudenverlauf vermuten lässt, nur eine einzige signalführende Leitung vorhanden ist, sondern zwei. Ein Ablesen der Phasenverschiebung von 135° ist jedoch keinesfalls möglich. Zur Analyse derartiger EKM-Messungen muss daher das entwickelte Berechnungsmodell angewendet werden. In Bild 5.4-1 zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen den gemessenen und den berechneten Kraftverläufen.

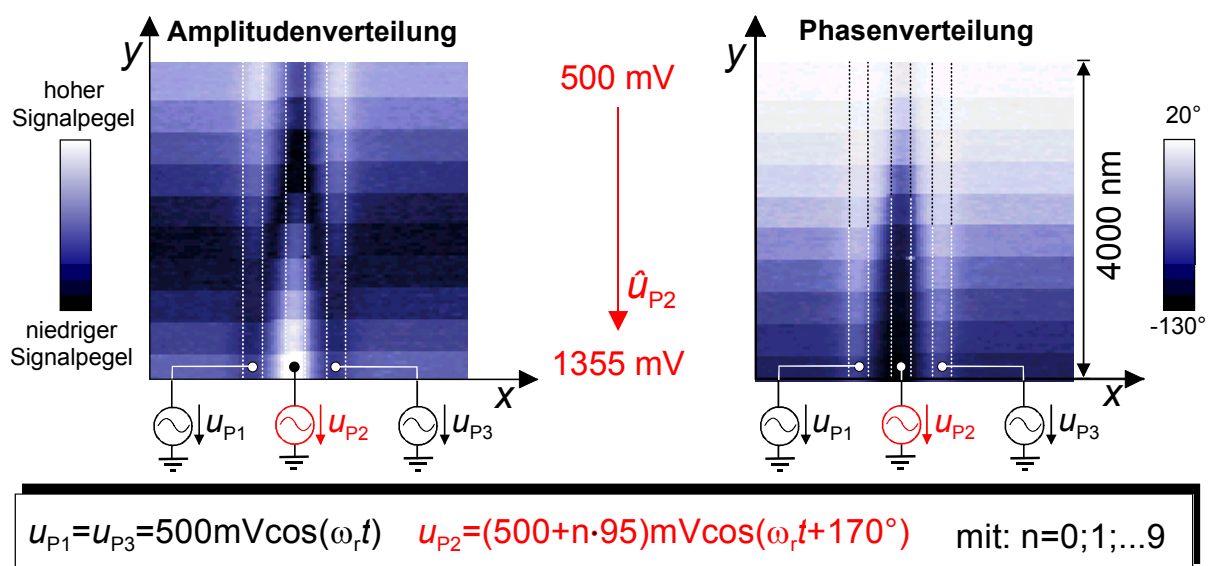


Bild 5.4-2: Amplituden- und Phasenbild einer EKM-Flächenrasterung über die 250 nm Teststruktur mit 3 signalführenden Leitungen

Während die erste Messreihe mit konstanten Amplituden und variabler Phasenverschiebung der Leitungsspannungen durchgeführt worden ist, wurde in der 2. Messreihe der umgekehrte Fall betrachtet. Hier blieb die Phasenverschiebung zwischen den Leitungsspannungen unverändert, und die Amplitude wurde variiert. Die Außenleitungen der verwendeten 250 nm Teststruktur wurden mit Wechselspannungen gleicher Amplitude $\hat{u}_{p1} = \hat{u}_{p3} = 500$ mV und gleicher Phase verbunden, während der Mittelleiter eine um 170° phasenverschobene Wechselspannung aufwies. Mit dieser Messanordnung wurde eine Flächenrasterung über einen $4 \mu\text{m} \times 4 \mu\text{m}$ großen Bereich der Probe durchgeführt. Im Laufe der Flächenrasterung fand eine Erhöhung der Spannungsamplitude der Mittelleitung in 95 mV Schritten von 500 mV bis auf 1355 mV statt. Wie bereits bei der ersten Messreihe zeigt sich, dass bei phasenverschobenen Spannungen die Änderung nur eines Parameters – hier die Amplitude einer Leitungsspannung - sowohl den Amplituden- als auch den Phasenverlauf der elektrischen Gesamtkraft verändern. Zur besseren Analyse des EKM-Messsignals wurde in Bild 5.4-3 für jeden Spannungsamplitudenwert der Mittelleitung eine Linienrasterung aus den 2-dimensionalen Verteilungsbildern extrahiert. Hier wird ersichtlich, dass durch das Übersprechen komplett unterschiedliche Signalverläufe erzeugt werden. So nimmt z.B. mit steigender Amplitude \hat{u}_{p2} der Gleichanteil im Amplitudenverlauf zuerst ab und dann wieder zu. Über den signalführenden Leitungen können Minima sowie Maxima auftreten und der Phasenverlauf variiert trotz gleichbleibender Phasenlage der Leitungsspannungen stark. Ein direkter Rückschluss aus dem Amplituden- und Phasenverlauf einer Linienrasterung auf die zugehörige Spannungsamplitude der mittleren Leitung ist wie bei der 135° Messung der ersten Messreihe unmöglich.

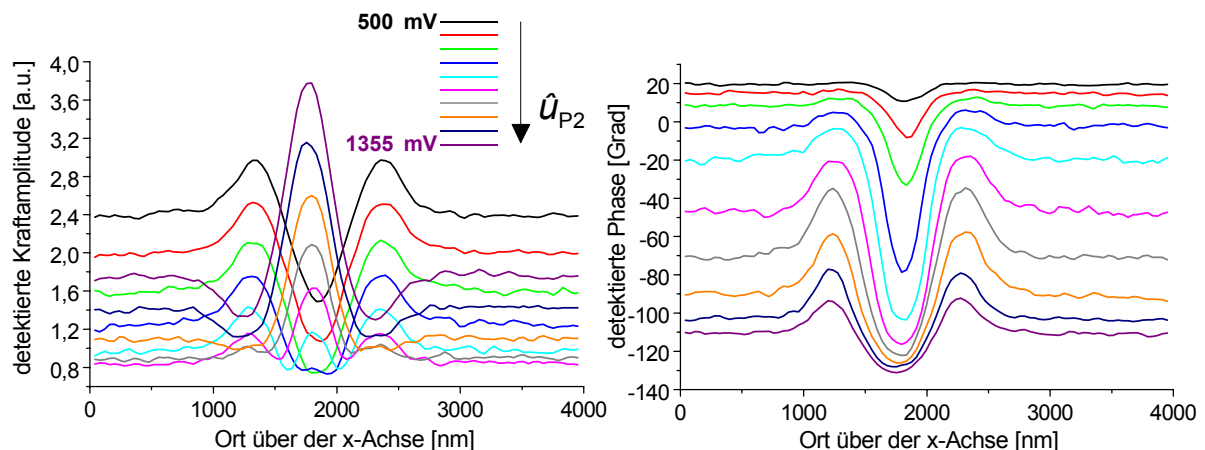


Bild 5.4-3: Aus der Amplituden- sowie Phasenverteilung in Bild 5.3-2 extrahierte Linienrasterungen

In Bild 5.4-4 sind entsprechend den Messsignalverläufen aus Bild 5.4-3 die mit dem Berechnungsmodell ermittelten Gesamtkraftverläufe dargestellt. Für die Berechnungen wurden folgende Einzelkraftparameter verwendet: ein prozentualer

Wert des Gleichanteils $k_{\text{offset},1}$ von 75% des Maximalwerts, eine Breite Δa des Nutzsinalpeaks von 550 nm und ein Skalierungsfaktor von 1,067. Wie bei den bisher schon präsentierten Messungen zeigt sich auch hier, dass die gemessenen Kraftverläufe mit den mittels des Berechnungsmodells erzielten Verläufen gut übereinstimmen (siehe Bild 5.4-3 und 5.4-4). Aufgrund dessen kann dem hier erstmals entwickelten Berechnungsmodell eine gute Aussagekräftigkeit bescheinigt werden. Sein Einsatz zur Analyse von EKM-Messsignalverläufen bei Messungen an parallelen signalführenden Leitungen ist somit für eine richtige Interpretation der Messergebnisse unerlässlich.

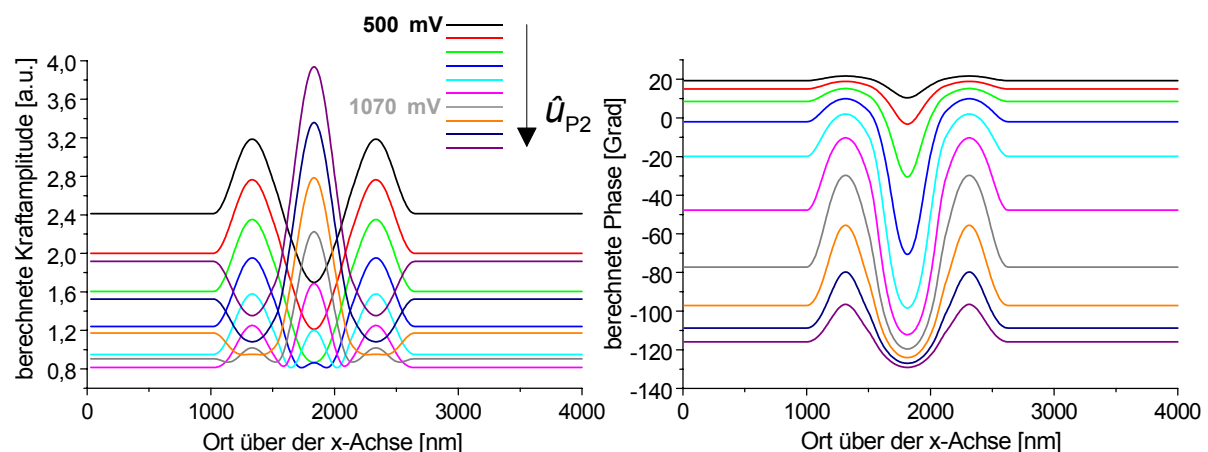


Bild 5.4-4: Berechnete Amplituden- und Phasenverläufe entsprechend der EKM-Messung nach Bild 5.3-2

Als Ergebnis dieser Untersuchungen bezüglich der EKM-Messungen an parallelen Submikrometerleitungen mit phasenverschobenen Spannungen kann festgehalten werden, dass es in der Regel nicht möglich ist, die Leitungsspannungen direkt aus der Amplitude und Phase des EKM-Messsignals abzulesen. Ursache hierfür ist die Abhängigkeit der Amplitude bzw. Phase des Messsignals von den Amplituden und gleichzeitig den Phasen der Einzelkräfte. Eine Deutung der Messergebnisse gelingt dagegen über das hier entwickelte Berechnungsmodell, welches eine gute Vorhersage des zu erwartenden Signalverlaufs erlaubt.

5.5. Frequenzverschobene Leitungsspannungen

Die heterodyne Mischtechnik sorgt dafür, dass die Amplitude und Phase der interessierenden, harmonischen Probenspannung im elektrischen Kraftterm bei der Differenzfrequenz zwischen Proben- und Messsondenspannung enthalten sind. Treten nun frequenzverschobene, harmonische Leitungsspannungen auf, so ist die Differenzfrequenz für jede Einzelkraft unterschiedlich. Da aber nur eine einzige Frequenzlage, nämlich die der interessierenden Probenspannung zugeordnete Differenzfrequenz, in das EKM-Messsignal eingeht, kann im Fall

frequenzverschobener, harmonischer Leitungsspannungen eigentlich kein Übersprechen entstehen. Zur Überprüfung dieser Aussage wurde die in Bild 5.5-1 präsentierte $4\ \mu\text{m} \times 4\ \mu\text{m}$ Flächenrastrung über eine der 250 nm Teststrukturen durchgeführt. Während der kompletten Rasterung war die linke Außenleitung der Teststruktur mit einer 60 kHz Wechselspannung konstanter Amplitude verbunden. Dahingegen wurde die elektrische Beschaltung der Mittelleitung im Laufe der Messung variiert. Im ersten Abschnitt der Messung war diese Leitung geerdet. Anschließend wurde sie mit einer zur ersten Leitungsspannung frequenzverschobenen Wechselspannung beschaltet, wobei die Frequenzverschiebung Δf schrittweise von 100 Hz bis auf 1 Hz verringert wurde.

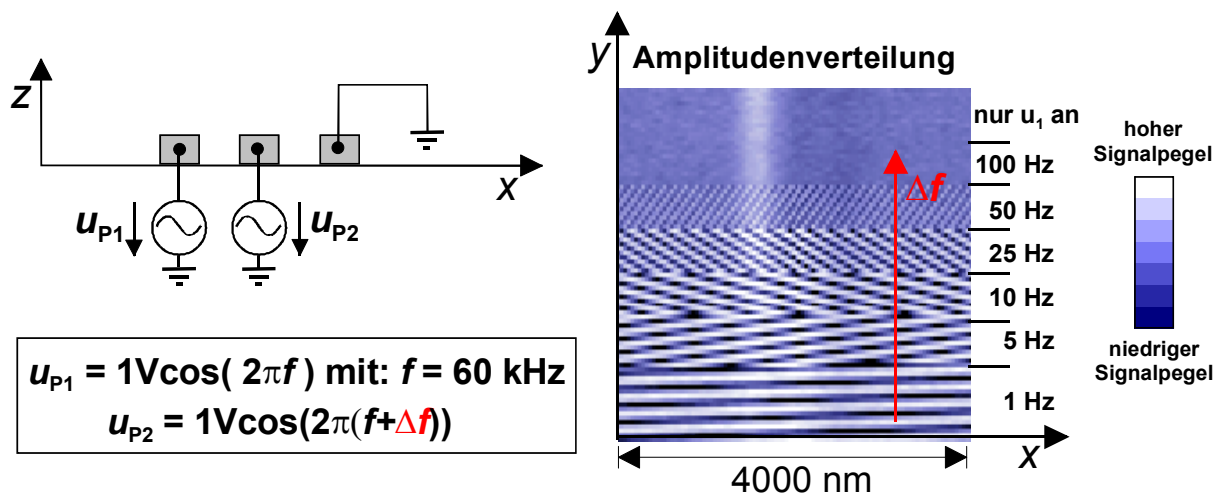


Bild 5.5-1: Untersuchung des Übersprechens im EKM-Messsignal bei Messungen mit leicht frequenzverschobenen Leitungsspannungen

In der gemessenen Amplitudenverteilung kann man zwischen dem Abschnitt mit der geerdeten Mittelleitung und dem folgenden Abschnitt, bei dem eine Frequenzverschiebung Δf von 100 Hz zwischen den beiden Leitungsspannungen eingestellt war, keinen Unterschied erkennen. Wie erwartet findet also kein Übersprechen statt. Wird jedoch die Frequenzverschiebung auf 50 Hz verringert, so ist eine deutliche Beeinflussung des EKM-Messsignals durch die frequenzverschobene Leitungsspannung u_2 zu beobachten. In diesem Fall ist die Amplitude des ursprünglichen Messsignals mit einer Schwingung überlagert, deren Frequenz von der Frequenzverschiebung Δf abhängig ist. So nimmt mit der Verkleinerung der Frequenzverschiebung Δf auch die Frequenz der im Messsignal enthaltenen Störschwingung ab.

Die Ursache für das bei kleinen Frequenzverschiebungen auftretende Übersprechen im EKM-Messsignal wird deutlich, wenn man die beiden Einzelkräfte als frequenzgleich annimmt und die Frequenzverschiebung Δf als zeitabhängige Phase betrachtet.

$$F_{\text{el},1}(\omega_r) = \hat{F}_{\text{el},1} \cos(\omega_r t) \quad (5.5-1)$$

$$F_{\text{el},2}(\omega_r) = \hat{F}_{\text{el},2} \cos(\omega_r t + \varphi(t)) \quad \text{mit:} \quad \varphi(t) = \Delta\omega t \quad (5.5-2)$$

Die Berechnung der Amplitude $\hat{F}_{\text{el}}(\omega_r)$ und Phase Φ der resultierenden Gesamtkraft kann analog zu den Berechnungen in Kapitel 5.2. mit Hilfe der komplexen Zeigerrechnung erfolgen (siehe Gl. 5.2-8/9). Aus der Addition der beiden Einzelkräfte ergeben sich damit die Beziehungen:

$$\hat{F}_{\text{el}}(\omega_r) = \sqrt{\hat{F}_{\text{el},1}^2 + \hat{F}_{\text{el},2}^2 + 2\hat{F}_{\text{el},1}\hat{F}_{\text{el},2} \cos(\varphi(t))} \quad (5.5-3)$$

$$\Phi = \arctan \left[\frac{\hat{F}_{\text{el},2} \sin(\varphi(t))}{\hat{F}_{\text{el},1} + \hat{F}_{\text{el},2} \cos(\varphi(t))} \right] \quad (5.5-4)$$

Aus Gl. 5.5-3 wird ersichtlich, dass die Amplitude $\hat{F}_{\text{el}}(\omega_r)$ der elektrischen Gesamtkraft einen periodischen zeitabhängigen Anteil enthält, welcher mit der Frequenz Δf schwingt. Da der zeitabhängige Kosinusterm Werte zwischen 1 und -1 annimmt, pendelt die Amplitude der Gesamtkraft zwischen $\hat{F}_{\text{el},1} + \hat{F}_{\text{el},2}$ und $|\hat{F}_{\text{el},1} - \hat{F}_{\text{el},2}|$ herum. Der zeitlich konstanten Amplitude $\hat{F}_{\text{el},1}$ der ersten Einzelkraft ist somit eine Schwingung mit der Amplitude der 2. Einzelkraft überlagert. Für sehr kleine Frequenzverschiebungen Δf ist die Integrationszeit des Lock-In-Verstärkers deutlich kleiner als die Frequenz dieser Amplitudenschwingung, so dass das Ausgangssignal des Lock-In-Verstärkers direkt proportional zur Gesamtkraftamplitude ist. Wird die Frequenzverschiebung Δf größer, so bildet der Lock-In-Verstärker irgendwann den zeitlichen Mittelwert der Amplitudenschwingung der Gesamtkraft. Dieser entspricht genau der Amplitude $\hat{F}_{\text{el},1}$ der ersten Einzelkraft, wenn man davon ausgeht, dass $\hat{F}_{\text{el},1} > \hat{F}_{\text{el},2}$. In diesem Fall findet keine Beeinflussung des EKM-Messsignals durch die zweite frequenzverschobene Einzelkraft statt. Die Grenzfrequenz bei der kein Übersprechen im EKM-Messsignal mehr auftritt, kann durch eine Erhöhung der Integrationszeit des Lock-In-Verstärkers verringert werden. Allerdings ist dabei zu beachten, dass bei zu hohen Integrationszeiten auch der Nutzsignalpeak über der signalführenden Leitung nicht mehr korrekt wieder gegeben wird. Dieser entspricht nämlich auch einer zeitlichen Amplitudenänderung des EKM-Messsignals.

Bei EKM-Messungen mit frequenzverschobenen, harmonischen Spannungen kann es wie bereits gezeigt worden ist, nur bei extrem geringen Frequenzverschiebungen Δf zu einem Übersprechen im EKM-Messsignal kommen. Dies ändert sich allerdings, wenn andere periodische Signalformen auftreten. Da sich jede periodische Signalform mittels der Fourierreihenentwicklung aus der Überlagerung harmonischer Signale bei ganzzahligen Vielfachen der Grundfrequenz angeben lässt, kann es passieren, dass Oberwellen anderer Leitungsspannungen bei der

Frequenz der interessierenden Probenspannung auftreten. Betrachtet man nur diese Oberwellen, so ergibt sich der Fall phasenverschobener, harmonischer Leitungsspannungen und es gelten die in Kapitel 5.4. durchgeführten Überlegungen.

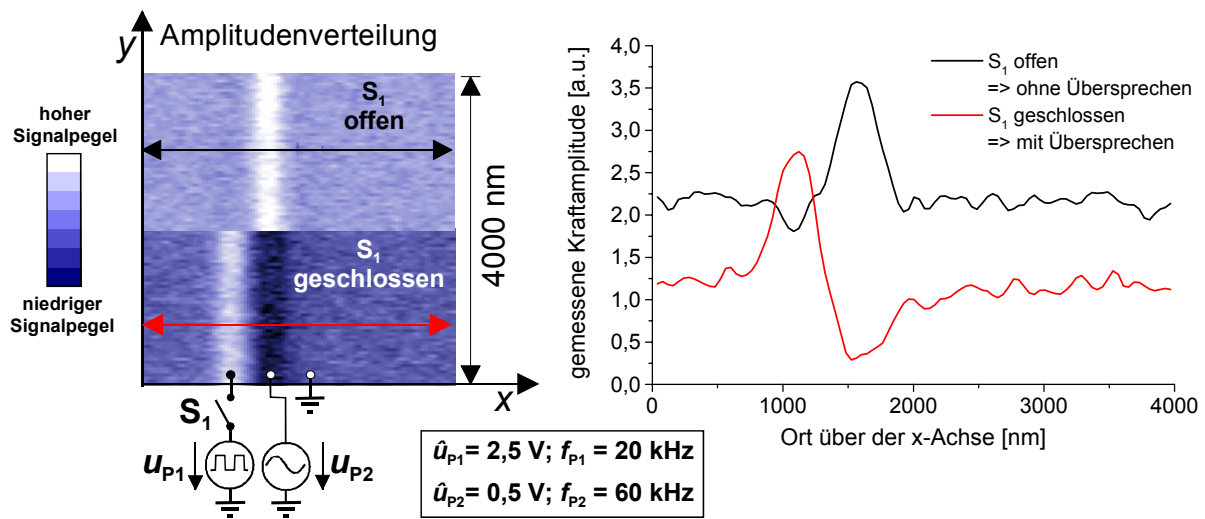


Bild 5.5-2: Untersuchung des Übersprechens im EKM-Messsignal durch Oberwellen frequenzverschobener Leitungsspannungen

Ein solcher Fall wurde in der in Bild 5.5-2 dargestellten EKM-Flächenrasterung nachvollzogen. Im ersten Teil der Messung befand sich eine harmonische 60 kHz Spannung auf der Mittelleitung der verwendeten 250 nm Teststruktur. Im zweiten Abschnitt der Messung wurde ein 20 kHz Rechtecksignal auf der linken Außenleitung aktiviert. Dieses besitzt seine erste Oberwelle bei der dreifachen Grundfrequenz, also genau bei der Frequenz der mittleren Leitungsspannung. Aufgrund der sehr hohen Amplitude der Rechteckspannung kommt es zu einem starken Übersprechen im EKM-Messsignal, welches das ursprüngliche über der Mittelleitung befindliche Maximum im Messsignal in ein Minimum verändert.

5.6. Diskussion

Bei EKM-Messungen an mehreren signalführenden Leitungen erzeugt jede Leitung eine elektrische Einzelkraft, welche auf die Messsonde wirkt. Unter bestimmten Bedingungen kann es daher zu einer unerwünschten Beeinflussung des EKM-Messsignals durch neben der interessierenden Leitung befindliche signalführende Leitungen kommen. Ursache dieses sogenannten Übersprechens im EKM-Messsignal ist der Hebelarmeinfluss, welcher dafür sorgt, dass auch dann eine elektrische Kraftwechselwirkung zwischen einer signalführenden Leitung und der Messsonde vorhanden ist, wenn sich das Messspitzenende nicht unmittelbar über der Leitung befindet. Für den hier untersuchten Fall von EKM-Messungen an parallelen Submikrometerleitungen kann der durch den Hebelarmeinfluss generierte Kraftanteil als nahezu ortsunabhängiger Gleichanteil angesehen werden (siehe Kapitel 4.2.).

Daher kommt es bei mehreren signalführenden Leitungen immer zu einer räumlichen Überlappung der elektrischen Einzelkräfte. Zur Erzeugung eines Übersprechens im EKM-Messsignal muss allerdings noch eine weitere Bedingung erfüllt sein. Da in der Regel nur eine ganz bestimmte Frequenzkomponente der elektrischen Kraft ins EKM-Messsignal eingeht, müssen in den Frequenzspektren von mehreren elektrischen Einzelkräften Kraftanteile bei genau dieser Frequenz vorhanden sein.

Für die in diesem Kapitel untersuchten Messungen mittels der qualitativen heterodynischen Mischtechnik ergibt sich immer dann ein Übersprechen, wenn mehrere Leitungsspannungen eine Komponente bei der Frequenz der interessierenden Probenspannung besitzen. Geht man von frequenz- und phasengleichen, harmonischen Probenspannungen aus, so ist das EKM-Messsignal proportional zur Summe der von den einzelnen Leitungen generierten Einzelkraftamplituden. In diesem Fall wird durch das Übersprechen lediglich eine Erhöhung des im Messsignal enthaltenen Gleichanteils bewirkt. Die über den einzelnen Leitungen auftretenden Nutzsignalpeaks bleiben unbeeinflusst und sind weiterhin proportional zur zugehörigen Spannungsamplitude. Die Analyse des EKM-Messsignals ist somit bei Messungen mit frequenz- und phasengleichen, harmonischen Probenspannungen trotz des Übersprechens ohne Probleme möglich, da von der Höhe der Nutzsignalpeaks direkt auf die entsprechenden Spannungsamplituden zurück geschlossen werden kann. Dagegen wirken sich bei frequenzgleichen, phasenverschobenen Leitungsspannungen nicht nur die Amplituden der Einzelkräfte auf das Messsignal aus, sondern auch deren Phasen. Folglich kann die Amplitude bzw. Phase einer Leitungsspannung nicht direkt aus dem zugehörigen Nutzsignalpeak abgelesen werden, so dass eine Interpretation des EKM-Messsignals ohne unterstützende Berechnungen unmöglich ist.

Zur Analyse derartiger Messungen wurde ein Berechnungsmodell entwickelt, welches auf der Nachbildung der Einzelkraftverläufe mittels einer Gleichanteil-überlagerten Kosinuswelle basiert. Mit diesem Berechnungsmodell kann der Verlauf des EKM-Messsignals bei einer Linienrasterung über parallele Submikrometerleitungen mit phasenverschobenen Spannungen berechnet werden. Durch den Vergleich des berechneten mit dem gemessenen Verlauf des Messsignals kann somit überprüft werden, ob die Leitungsspannungen den erwarteten Werten entsprechen. Die Untersuchungen bezüglich der Aussagekräftigkeit der mittels des Modells bestimmten Messsignalverläufe ergaben gute Übereinstimmungen mit den gemessenen Signalverläufen, so dass das Berechnungsmodell zur Analyse von EKM-Messungen mit phasenverschobenen Leitungsspannungen eingesetzt werden kann. Ein Nachteil des Berechnungsmodells ist es, dass immer eine Einzelkraftmessung benötigt wird, um gewisse für die Kraftberechnung erforderliche Parameter zu erhalten. Eine sinnvolle Erweiterung des Berechnungsmodells ist insofern denkbar, dass die

Abstandsabhängigkeit der elektrischen Kraft sowie die Abhängigkeit der Spannungsauflösung von der Strukturbreite in das Modell integriert werden könnten. Auf diese Weise wird erreicht, dass nicht mehr vor jeder Berechnung eine Einzelkraftmessung zur Ermittlung der für die Nachbildung erforderlichen Parameter durchgeführt werden muss. Es ist dann für jede neue Messsonde lediglich eine einmalige Einzelkraftmessung an einer beliebigen Teststruktur erforderlich. Über die ins Modell integrierten Abhängigkeiten kann aus dieser Einzelkraftmessung der Einzelkraftverlauf für jede andere Strukturbreite sowie jeden anderen Messspitzen-Probenabstand berechnet werden.

Nach Kenntnis der Ursachen und der Auswirkungen von Übersprechen im EKM-Messsignal, werden im Folgenden verschiedene Maßnahmen zur Minimierung des Übersprechens diskutiert. Hierfür sind mehrere Ansätze vorstellbar. Zum einen kann die Hauptursache, also die Kraftwechselwirkung zwischen dem Hebelarm der Messsonde und der Probe verringert werden. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, den Hebelarmeinfluss mittels einer speziellen Messtechnik nachträglich aus dem Messsignal zu eliminieren. Außerdem kann bei einigen Messungen der interessierende Einzelkraftverlauf mit rein mathematischen Methoden aus dem gemessenen Gesamtkraftverlauf extrahiert werden.

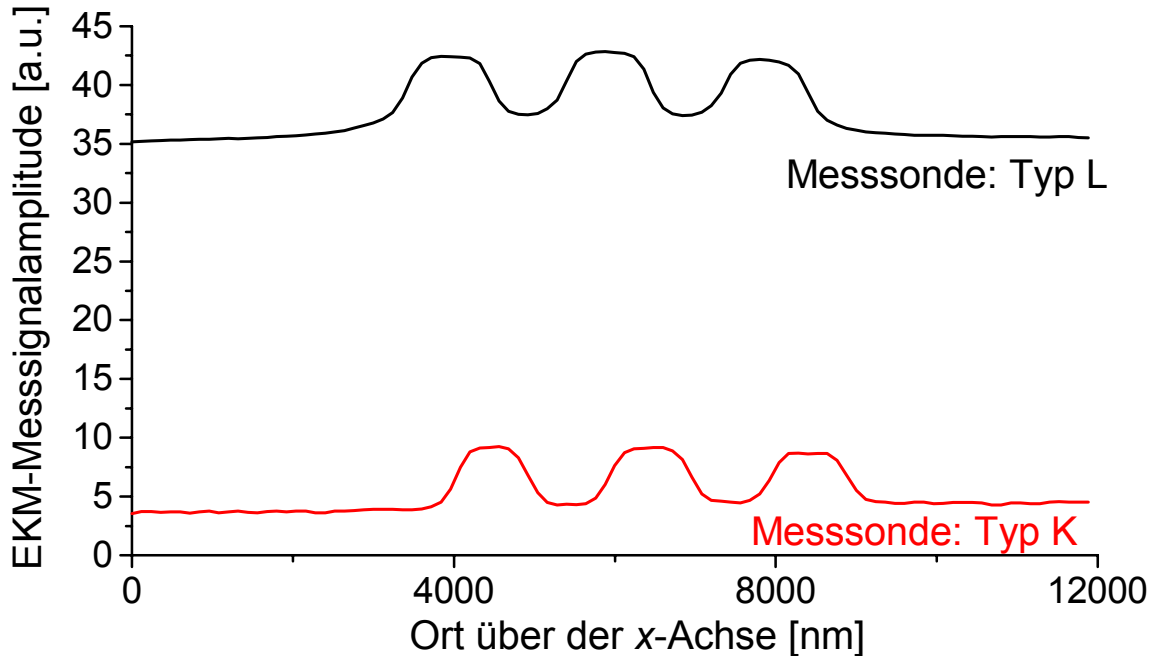


Bild 5.6-1: *Linienrasterung über die 1000 nm Teststruktur mit allen 3 Leitungen an derselben Spannungsquelle*

Die Verringerung des Hebelarmeinflusses kann mittels einer Modifizierung der Messsondengeometrie oder des Messsondenmaterials erfolgen. Am einfachsten ist sicherlich die Verringerung der Fläche des Hebelarms. So ist in Bild 5.6-1 bei der

Messung mit der kleineren Messsonde (Typ K) gegenüber der Messung mit der langen Messsonde (Typ L) eine deutliche Abnahme des Gleichanteils im Messsignal zu erkennen. Allerdings sind dieser Maßnahme Grenzen gesetzt, da zum einen das Prinzip der hebelarmbasierten Kraftmikroskopie einen Hebelarm voraussetzt und zum anderen die Messempfindlichkeit der Messsonde von der Hebelarmgeometrie abhängig ist (siehe Kapitel 4.4.2.). Aus diesem Grunde kann der Hebelarmeinfluss über die Verkleinerung der Hebelarmfläche nicht komplett unterdrückt werden. Abhilfe könnte hier die Verwendung des in Kapitel 4.7. vorgestellten Nadelsensors schaffen. Momentan ist jedoch fraglich, ob dieser Sensor die notwendige Spannungsauflösung erreichen kann. Eine weitere Möglichkeit zur Minimierung des Hebelarmeinflusses bietet die Verwendung elektrisch nicht leitender Materialien für den Hebelarm der Messsonde (siehe Bild 5.6-2). In diesem Fall ist keine Änderung der Messsondengeometrie erforderlich. Allerdings muss für die notwendige elektrische Beschaltung der Messspitze eine dünne elektrische Leitung vom Trägerkörper zur elektrisch leitfähigen Messspitze vorgesehen werden. Aufgrund dessen ist die Herstellung einer solchen Messsonde ungleich aufwendiger als die Herstellung der bisher genutzten Standardmesssonden.

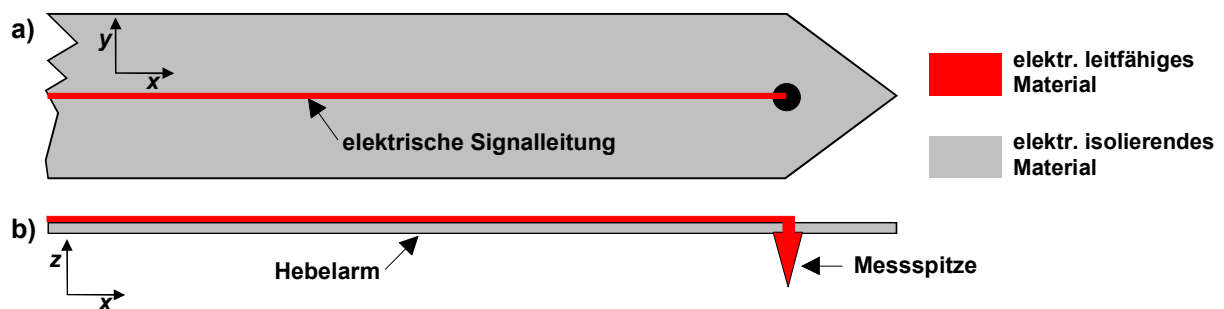


Bild 5.6-2: a) Aufsicht und b) Querschnitt einer EKM-Messsonde aus überwiegend elektrisch nichtleitendem Material

Eine Methode zur nachträglichen Eliminierung des Hebelarmeinflusses aus dem EKM-Messsignal wurde bereits in der Vergangenheit vorgestellt, die sogenannte 2-Höhenmessung mit anschließender Differenzbildung [Behnke 1998, Wittpahl 2000]. Dabei wird das EKM-Messsignal in zwei unterschiedlichen Messspitzen-Probenabständen z_{01} und z_{02} aufgenommen und anschließend die Differenz der beiden Messsignalverläufe gebildet. Hintergrund dieses Verfahrens ist die starke Abhängigkeit des Nutzsignalanteils vom Messspitzen-Probenabstand z_0 , während der Hebelarmeinfluss relativ unempfindlich gegenüber kleineren Abstandsänderungen ist. Durch die Differenzbildung wird somit der Hebelarmeinfluss zum größten Teil aus dem Messergebnis entfernt. Bisher wurde die 2-Höhenmessung mit anschließender Differenzbildung nur für Messungen an einzelnen Leitungen oder an mehreren Elektroden mit phasengleichen Signalen eingesetzt. Für die Bestimmung der

Amplitude $\Delta\hat{F}_{2H,dif}$ und Phase $\Delta\Phi_{2H,dif}$ der Differenzkraft wurden dabei folgende Gleichungen verwendet:

$$\Delta\hat{F}_{2H,dif} = \hat{F}_{el}(z_{01}) - \hat{F}_{el}(z_{02}) \tag{5.6-1}$$

$$\Delta\Phi_{2H,dif} = \Phi(z_{01}) - \Phi(z_{02}) \tag{5.6-2}$$

Versucht man allerdings, mit dieser Methode die Amplitude und Phase von phasenverschobenen Leitungsspannungen zu ermitteln, so erhält man keine aussagefähigen Ergebnisse. In Bild 5.6-3 ist das Resultat einer 2-Höhenmessung mit anschließender Differenzbildung für eine Linienrastrung mit zwei um 150° phasenverschobenen Leitungsspannungen über eine der 250 nm Teststrukturen dargestellt. Dabei betrug die Amplitude der linken Leitungsspannung 0,5 V und die der dazu um 150° -phasenverschobenen Spannung der Mittelleitung 1 V. Betrachtet man den nach Gl. 5.6-1 und 5.6-2 berechneten Amplituden- und den Phasenverlauf der Differenzkraft, wird weder die Phasendifferenz noch das Amplitudenverhältnis der beiden Leitungsspannungen korrekt wieder gegeben. So lässt der Amplitudenverlauf $\Delta\hat{F}_{2H,dif}$ vermuten, dass nur die Mittelleitung der Teststruktur signalführend war und der Phasenverlauf $\Delta\Phi_{2H,dif}$ ergibt eine Phasenverschiebung von 22° zwischen den beiden Leitungsspannungen. Das Ergebnis ist also nicht brauchbar.

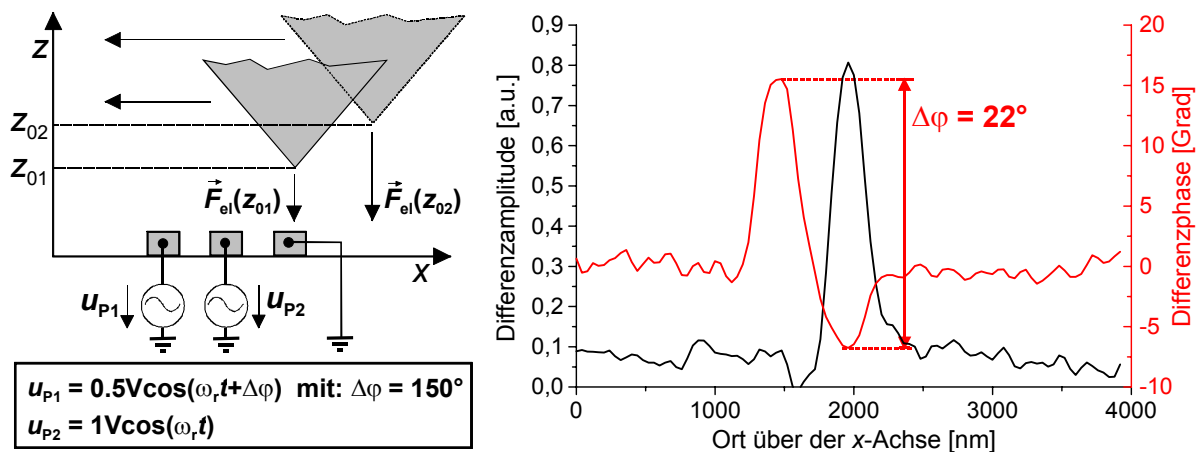


Bild 5.6-3: 2-Höhenmessung mit anschließender Differenzbildung an einer 250 nm Teststruktur mit zwei um 150° phasenverschobenen Leitungsspannungen

Der Grund für die mittels der 2-Höhenmessung mit anschließender Differenzbildung erzielten falschen Resultate, wird in Bild 5.6-4 verdeutlicht. Bild 5.6-4a zeigt das Zeigerdiagramm für zwei EKM-Messungen mit unterschiedlichen Messspitzen-Probenabständen an zwei signalführenden Leitungen mit phasenverschobenen Spannungen. Nimmt man an, dass am Ort der 2. Leitung gemessen wird, so bleibt der Zeiger der ersten Einzelkraft für beide Messungen nahezu

konstant. Dahingegen ist die Amplitude der 2. Einzelkraft aufgrund der starken Abstandsabhängigkeit des Nutzsignalanteils in beiden Messungen verschieden.

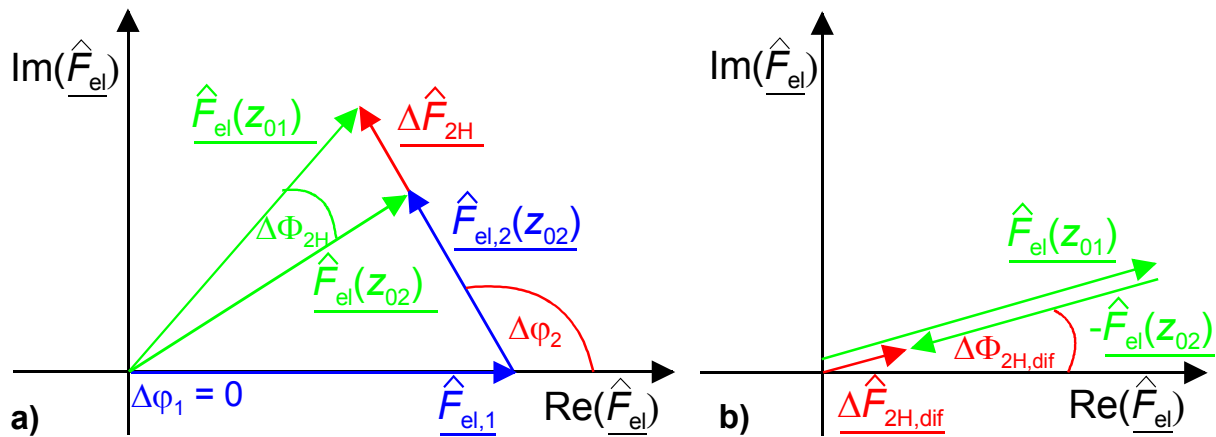


Bild 5.6-4: a) Korrekte Bestimmung der 2. Leitungsspannung über die Bildung des Differenzkraftzeigers b) Unzulässige Bestimmung der 2. Leitungsspannung über die Amplituden- sowie Phasendifferenz der beiden Gesamtkräfte

Über die Differenzbildung der beiden Gesamtkraftzeiger erhält man einen zum 2. Einzelkraftzeiger proportionalen Differenzkraftzeiger, welcher die Amplitude und die Phase der 2. Leitungsspannung enthält. Die Amplitude $\Delta\hat{F}_{2H}$ und Phase $\Delta\Phi_{2H}$ dieses Zeigers berechnen sich folgendermaßen:

$$\Delta\hat{F}_{2H} = \sqrt{\left[\hat{F}_{el}(z_{01})\cos(\Phi_1) - \hat{F}_{el}(z_{02})\cos(\Phi_2)\right]^2 + \left[\hat{F}_{el}(z_{01})\sin(\Phi_1) - \hat{F}_{el}(z_{02})\sin(\Phi_2)\right]^2} \quad (5.6-3)$$

$$\Delta\Phi_{2H} = \arctan\left[\frac{\hat{F}_{el}(z_{01})\sin(\Phi_1) - \hat{F}_{el}(z_{02})\sin(\Phi_2)}{\hat{F}_{el}(z_{01})\cos(\Phi_1) - \hat{F}_{el}(z_{02})\cos(\Phi_2)}\right] \quad (5.6-4)$$

Die Gleichungen 5.6-3/4 stimmen nur für den Fall phasengleicher Leitungsspannungen mit den Gleichungen 6.6-1/2 überein, so dass sich nur dann mittels der 2-Höhenmessung mit anschließender Differenzbildung aussagekräftige Ergebnisse erzielen lassen. Wird hingegen mit phasenverschobenen Spannungen gemessen, stimmen weder die Amplitude noch die Phase des Messsignals der 2-Höhenmessung mit anschließender Differenzbildung mit den entsprechenden Leitungsspannungen überein (vergleiche Bild 5.6-4a und 5.6-4b). In diesem Fall muss aus den Amplituden und Phasen der beiden gemessenen Gesamtkraftverläufe mit Gl. 5.6-3/4 der Betrag und die Phase des Differenzkraftzeigers ermittelt werden, um ein korrektes Ergebnis zu erhalten.

In Bild 5.6-5 ist für die in Bild 5.6-3 vorgestellte 2-Höhenmessung der mittels Gl. 5.6-3/4 berechnete Amplituden- und Phasenverlauf des Differenzkraftzeigers

dargestellt. Aus dem Amplitudenbild wird ersichtlich, dass zwei Leitungen der Teststruktur signalführend sind und dass die Amplitude der 2. Leitungsspannung ungefähr doppelt so hoch ist wie die der ersten. Der Phasenverlauf zeigt eine Phasenverschiebung von ca. 150° zwischen den beiden Leitungsspannungen. Diese Aussagen stimmen mit den angelegten Spannungsparametern überein, so dass die modifizierte 2-Höhenmessung mit anschließender Differenzkraftzeigerbildung zur Minimierung des Übersprechens im EKM-Messsignal verwendet werden kann.

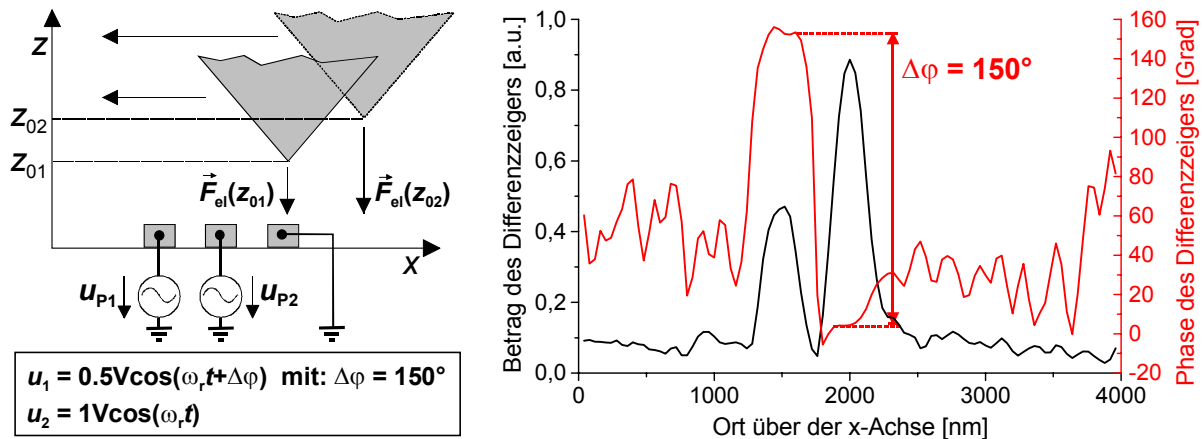


Bild 5.6-5: 2-Höhenmessung mit anschließender Berechnung des Betrags und der Phase des Differenzkraftzeigers

Hauptnachteil der Minimierung des Übersprechens im EKM-Messsignal mittels der 2-Höhenmessungen ist die starke Verschlechterung des Signal-Rauschleistungsverhältnisses, da durch die Differenzbildung der größte Teil des Messsignals entfernt wird. Gerade bei Messungen an sehr kleinen Leitungen ist dieser Signalverlust aufgrund des ohnehin schwachen Messsignals oft nicht vertretbar, so dass diese Methode nicht immer einsetzbar ist.

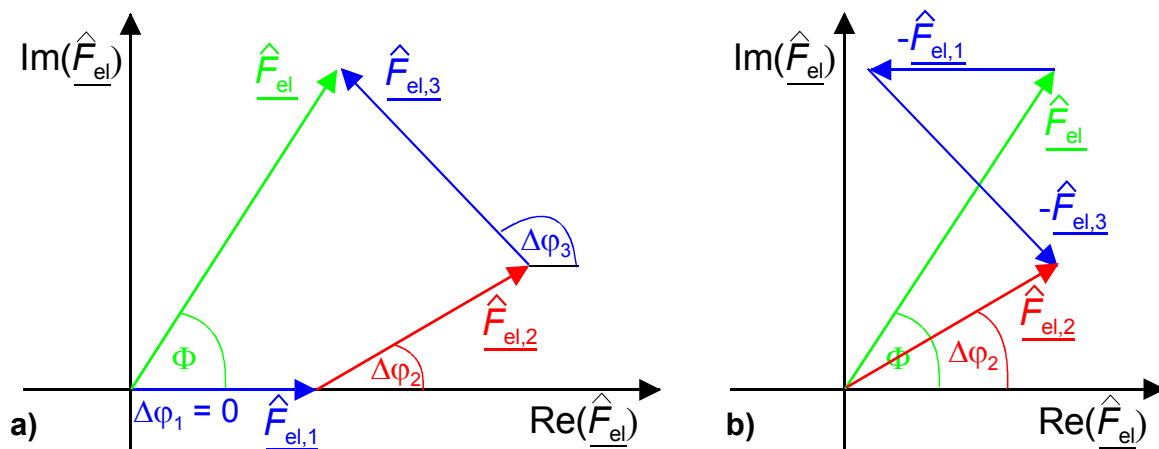


Bild 5.6-6: a) Zusammensetzung des Gesamtkraftzeigers aus den Einzelkraftzeigern
 b) Berechnung eines Einzelkraftzeigers (hier $F_{el,2}$) aus der Subtraktion aller anderen Einzelkraftzeiger vom Gesamtkraftzeiger

Eine weitere Möglichkeit das Übersprechen zu minimieren, ergibt sich, wenn bis auf die interessierende Leitungsspannung alle anderen Leitungsspannungen bekannt sind. In diesem Fall können die Einzelkraftzeiger der bekannten Leitungsspannungen mit Hilfe des Berechnungsmodells nachgebildet werden. Über die Subtraktion der so ermittelten Einzelkraftzeiger vom gemessenen Verlauf des Gesamtkraftzeigers kann der Einzelkraftzeiger der interessierenden Probenspannung extrahiert werden (siehe Bild 5.6-6). Geht man davon aus, dass die erste Einzelkraft von Interesse ist, gelten für die Amplitude und Phase dieser Kraft folgende Zusammenhänge:

$$\hat{F}_{el,1} = \sqrt{\left[\hat{F}_{el} \cos(\Phi) - \sum_{i=2}^N \hat{F}_{el,mod,i} \cos(\varphi_i) \right]^2 + \left[\hat{F}_{el} \sin(\Phi) - \sum_{i=2}^N \hat{F}_{el,mod,i} \sin(\varphi_i) \right]^2} \quad (5.6-5)$$

$$\varphi_1 = \arctan \left[\frac{\hat{F}_{el} \sin(\Phi) - \sum_{i=2}^N \hat{F}_{el,mod,i} \sin(\varphi_i)}{\hat{F}_{el} \cos(\Phi) - \sum_{i=2}^N \hat{F}_{el,mod,i} \cos(\varphi_i)} \right] \quad (5.6-6)$$

Vorteil dieser Methode ist, dass sie ohne Signalverlust sowie Veränderung des Messsondendesigns auskommt. Ein Nachteil ergibt sich aus der Beschränkung auf Messungen mit nur einer unbekanntem Leitungsspannung.

Bisher ist bei den Untersuchungen bezüglich des Übersprechens immer nur die qualitative heterodyne Mischtechnik betrachtet worden. Zum Abschluss wird daher der Einfluss von Übersprechen auf die Messergebnisse anderer Messverfahren diskutiert.

Besonders kritisch sind Störeinflüsse auf die Messgröße, zu denen auch das Übersprechen zählt, wenn quantitative Messungen erforderlich werden. Zur quantitativen Messung elektrischer Größen mittels der EKM wird in der Regel die Nullkraftregelung eingesetzt (siehe Kapitel 2.3.2., 2.4.1.2. und 2.4.2.2.). Diese basiert auf der Nullung des detektierten elektrischen Kraftterms über die Variation der Messsondendenspannung u_S . Dazu muss der spannungsabhängige Faktor des detektierten elektrischen Kraftterms $F_{el}(\omega_r)$ einen Summenterm aufweisen, dessen einer Summand $f(u_S)$ nur von der Messsondendenspannung u_S abhängig ist. Ein weiterer Summand $g(s_{el,P})$ enthält die Informationen über die interessierende elektrische Größe $s_{el,P}$, welche dann aus der Nullbedingung ermittelt werden kann.

$$F_{el}(\omega_r) = k[f(u_S) + g(s_{el,P})] = 0 \quad \Rightarrow \quad g(s_{el,P}) = -f(u_S) \quad (5.6-7)$$

Die Möglichkeit, quantitativ messen zu können, ergibt sich bei Anwendung der Nullkraftregelung aus der Unabhängigkeit des Messergebnisses vom Geometriefaktor k der elektrischen Kraft (siehe Gl. 5.6-7). Ist allerdings ein Übersprechen im

Messsignal enthalten, so setzt sich der detektierte Kraftterm $F_{el}(\omega_r)$ nicht mehr aus einem rein geometrieabhängigen und einem rein spannungsabhängigen Faktor zusammen:

$$F_{el}(\omega_r) = \sum_{i=1}^N k_i [f(u_S) + g(s_{el,P_i})] = 0 \quad (5.6-8)$$

In der Nullbedingung sind nun die Geometriefaktoren k_i aller unter der Messsonde befindlichen, signalführenden Elektroden enthalten. Eine Entkopplung der geometrieabhängigen Terme von den spannungsabhängigen ist selbst bei gleichen Strukturbreiten nicht möglich, da über den signalführenden Elektroden der ortsabhängige Nutzsignalanteil des jeweils zugehörigen Geometriefaktors zum Tragen kommt. Ein Vorziehen der Geometriefaktoren k_i vor das Summenzeichen in Gl. 5.6-8 kann daher nicht stattfinden. Folglich müssen zur quantitativen Bestimmung der interessierenden elektrischen Größe die Geometriefaktoren k_i der signalführenden Elektroden bekannt sein. Da aber eine genaue quantitative Bestimmung der Geometriefaktoren k_i im Prinzip unmöglich ist, kann mittels der Nullkraftregelung keine quantitative Messung erfolgen, wenn ein Übersprechen im EKM-Messsignal enthalten ist.

Bei der qualitativen Samplingtechnik äußert sich das Übersprechen je nach Frequenzverschiebung Δf zwischen der interessierenden Probenspannung und der Störspannung unterschiedlich. Zum besseren Verständnis wird im Folgenden davon ausgegangen, dass immer derselbe Wert $u_p(t_0)$ der interessierenden Probenspannung abgetastet wird, also die Abtastperiodendauer T_{abt} einem ganzzahligen Vielfachen der Periodendauer T_p der interessierenden Probenspannung entspricht. Außerdem soll die interessierende Probenspannung an der ersten Leitung angelegt sein, während sich die Störspannung auf der zweiten Leitung befindet.

Besitzt die Störspannung u_{p2} dieselbe Frequenz wie die interessierende Probenspannung u_{p1} , so wird auch die Störspannung immer zum selben relativen Zeitpunkt t_0 abgetastet. Das Messsignal enthält somit außer dem zeitlich konstanten Abtastwert $u_{p1}(t_0)$ der interessierenden Probenspannung einen ebenfalls konstanten Abtastwert $u_{p2}(t_0)$ der Störspannung. Für die mit Gl. 2.4-30 beschriebene Messanordnung gilt daher der Zusammenhang:

$$S_{el,signal} \propto k_1 u_{p1}(t_0) + k_2 u_{p2}(t_0) \quad (5.6-9)$$

Dasselbe gilt für Störspannungen mit einem ganzzahligen Vielfachen der Frequenz der interessierenden Probenspannung, da auch hier immer derselbe Wert der Störspannung abgetastet wird. Eine Minimierung des Übersprechens ist in diesem Fall mittels der 2-Höhenmessung mit anschließender Differenzbildung möglich.

Ist die Störspannung u_{p2} leicht zur interessierenden Probenspannung u_{p1} frequenzverschoben, so findet eine Transformation der Signalform der Störspannung in den skalierten Zeitbereich t^* statt (siehe Kapitel 2.4.2.). Dem statischen Abtastwert $u_{p1}(t_0)$ ist somit ein dynamischer Störanteil $u_{p2}(t^*)$ überlagert:

$$S_{\text{el,signal}} \propto k_1 u_{p1}(t_0) + k_2 u_{p2}(t^*) \quad (5.6-10)$$

Hier kann durch optische Betrachtung des gemessenen Signalverlaufs das unverfälschte Messsignal ermittelt werden. Bei mehreren Störspannungen ist dies jedoch nicht mehr ohne weiteres möglich. Aufgrund des dynamischen Charakters des Übersprechens kann auch mittels der 2-Höhenmessung mit anschließender Differenzzeigerbildung keine Minimierung des Übersprechens erfolgen.

Bei großen Frequenzunterschieden zwischen der interessierenden Probenspannung und der Störspannung wird durch das Tiefpassverhalten der Messsonde der zeitliche Mittelwert des zeitlich skalierten Störsignals $u_{p2}(t^*)$ gebildet. Da dieser Mittelwert unabhängig vom Abtastzeitpunkt ist, findet keine Verfälschung des Messergebnisses statt.