



KfK 2576
Januar 1978

Eine hochbelastbare HF-Koppelleitung für den Supraleitenden Karlsruher Protonenlinearbeschleuniger

D. Schulze
Institut für Kernphysik

Kernforschungszentrum Karlsruhe

A High Power RF Coupling Line for the Karlsruhe Superconducting Proton Linear Accelerator

Abstract

For the purpose of electronic frequency control of a superconducting 90 MHz helix resonator a RF coupling line is needed, that can carry a reactive power of 10 kVA. The coupling line shall connect a tuner working at room temperature with the superconducting resonator in such a way, that a minimum of additional heat is conducted into the helium bath. It is shown theoretically and experimentally, that this problem can be solved by a capacitive gap with small coupling capacity. The formulas for the parameter of the gap and the current and voltage distribution are general, such that the results might be applied to other problems too.

Eine hochbelastbare HF-Koppelleitung für den supraleitenden Karlsruher Protonenlinearbeschleuniger

Zusammenfassung

Für die elektronische Frequenzregelung eines supraleitenden 90 MHz-Wendelresonators wird eine HF-Koppelleitung benötigt, die eine Blindleistung von 10 kVA erträgt. Die Koppelleitung soll ein bei Zimmertemperatur arbeitendes Stellglied mit dem supraleitenden Resonator so verbinden, daß möglichst wenig zusätzliche Wärme in das Heliumbad eingeleitet wird. Es wird rechnerisch und experimentell gezeigt, daß diese Aufgabe durch eine kapazitive Trennstelle mit geringer Koppelkapazität gelöst werden kann. Die Formeln für die Parameter der Trennstelle und die Strom- und Spannungsverteilung sind so allgemein, daß die Ergebnisse auch auf andere Fragestellungen angewendet werden könnten.

1. EINLEITUNG

Für die Ankopplung des Frequenzstellgliedes (Tuner)¹ an den supraleitenden Wendelresonator wird eine Koppelleitung benötigt. Die primäre Funktion dieser Koppelleitung besteht darin, den variablen Tunerleitwert abbildungsgetreu auf den Koppelsteg am Resonator zu übertragen. Dazu verwendet man eine durchgehende Koaxialleitung mit einer Länge, die einem Vielfachen der halben Wellenlänge entspricht.

Wegen des großen Temperaturunterschiedes zwischen dem Temperaturniveau des Tuners (300 K) und dem Temperaturniveau des Koppelsteges (2 K) wird aufgrund von Wärmeleitung über den Innen- und Außenleiter der Koppelleitung unerwünschte Wärme in das Kühlmedium Helium eingeleitet. Das legte nahe, ein möglichst schlecht wärmeleitendes Metall zu verwenden, z. B. VA. Andererseits entstehen wegen der hohen Blindleistung von 10 kVA erhebliche Hochfrequenzverluste vor allem auf dem Innenleiter, die bei schlechter Wärmeleitung demnach auch schlecht nach außen abgeleitet werden. Die Versuche, die zur Heliumtemperatur abfließende Wärme zu minimieren, führten zu einer Lösung für den Leiter, bei der auf einen VA-Träger eine Leitschicht aus Silber aufgebracht wurde. Auf diese Weise konnten gute elektrische Leitfähigkeit innerhalb der Skintiefe und geringe Wärmeleitfähigkeit kombiniert werden. Als Wärmesperre wurde eine Kammer mit Flüssig-Stickstoff-Kühlung eingesetzt. Im Experiment zeigt sich, daß das durch Sieden in der Stickstoffkammer entstehende Gas bei starkem Wärmeeinfall die restliche Flüssigkeit aus der Kammer verdrängte. Das wiederum führte zu einer unakzeptablen Änderung des lokalen Wellenwiderstandes wegen der starken Änderung der Dielektrizitätskonstante von flüssigem auf gasförmigen Stickstoff.

Als erste Abhilfe wurde die Kühlung völlig auf Gaskühlung umgestellt. Später wurde dann der ganze obere Teil der Leitung bis zum 300 K-Niveau gasgekühlt. Auch diese Art der Kühlung ist wegen der Abhängigkeit des Gasdurchsatzes und damit der Kühlleistung von der anliegenden HF-Leistung nicht ganz unproblematisch, wie die neuesten Ergebnisse zeigen.

Bereits zu einem frühen Zeitpunkt wurde deshalb nach alternativen Lösungen gesucht. Eine in der Hochfrequenztechnik bekannte Lösung besteht darin, die koaxialen Leiter in Form einer serienverzweig-

ten leerlaufenden $\lambda/4$ -Leitung aufzutrennen. Dann wird Wärme zwischen den Leitern der Serienverzweigung nur noch durch Strahlung übertragen. Dieser Wärmeübertrag kann durch einen genügend großen Wellenwiderstand der Serienverzweigung genügend klein gehalten werden.

Unglücklicherweise führt bei der Wendelbetriebsfrequenz von 90MHz die Länge der Serienverzweigung von 83,3 cm zu erheblichen konstruktiven Schwierigkeiten, weshalb diese elegante Lösung nicht anwendbar ist.

Daraufhin wurde von G. Hochschild³ an einer Modelleitung untersucht, wie stark sich eine Verringerung der Serienkapazität, die etwa in der Gegend des $\lambda/2$ -Punktes eingebaut wurde, auf die Transformationseigenschaften der Koppelleitung auswirkt. Dabei wurde festgestellt, daß die bei einer $n \cdot \lambda/2$ -Leitung lineare Übertragung des variablen Tunerleitwertes auf den Koppelsteg bei etwa 100 pF bereits stark verzerrt wird. Das Ergebnis dieser Untersuchungen bestand darin, daß zur Gewährleistung einer näherungsweise linearen Tunerstellkennlinie eine Serienkapazität von einigen 100 pF benötigt wurde. Aus den vorgenannten Gründen stößt die Realisierung einer derartigen großen Kapazität auf ebensolche Schwierigkeiten wie die $\lambda/4$ -Lösung.

Zu einem späteren Zeitpunkt wurde die Grundidee der kapazitiven Trennung vom Autor erneut aufgenommen. Aufgrund eines allgemeineren Ansatzes ergab sich eine theoretische Lösung, die mit der realisierbaren Kapazität von < 50 pF auskommt. Die grundsätzlichen Ergebnisse wurden erstmals im Oktober 1976 in schriftlicher Form dargelegt. Im folgenden wird eine überarbeitete Fassung vorgelegt.

2. AUFGABENSTELLUNG

Der Zusammenhang zwischen der Tunerstellkennlinie und den Daten des Resonators, der Kopplung, der Koppelleitung und den Tunerdaten selbst ist für den Fall einer induktiven Kopplung in der Dissertation von G. Hochschild¹ ausführlich behandelt worden. Um

einer einheitlichen Bezeichnungsweise willen, sowie der Möglichkeit eines Vergleiches der induktiven mit den neuerdings verwendeten kapazitiven Kopplungen wegen, soll zunächst noch einmal das für die Aufgabenstellung Wesentliche wiederholt werden.

In Bild 1 ist ein Modell des Resonators mit induktiver Kopplung und angeschlossenem Tuner wiedergegeben.

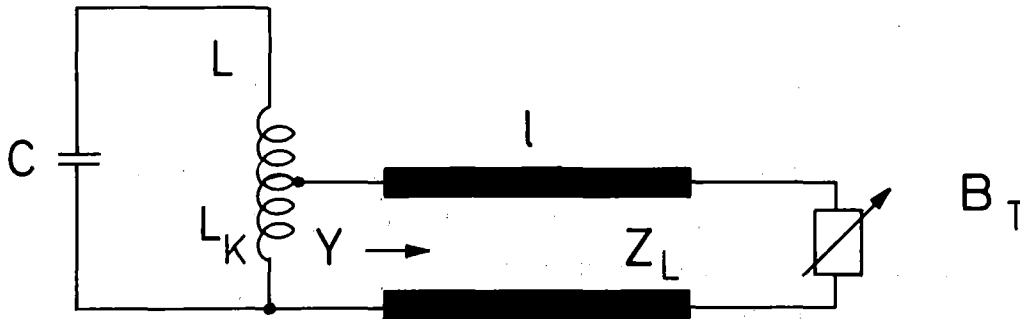


Bild 1: Resonatormodell mit Tuner

Der Resonator ist ein Parallelschwingkreis mit der Kapazität C und der Hauptinduktivität L . Über die kleine Koppelinduktivität L_K und eine Leitung mit dem Wellenwiderstand Z_L und der Länge l ist der variable Tunerblindleitwert B_T angeschlossen. Für $l = n \cdot \lambda / 2$ wird dieser Leitwert 1:1 auf den Koppelsteg übertragen. Es gilt also $Y = jB_T$. Aus der etwas umgezeichneten Darstellung in Bild 2 kann berechnet werden, wie sich Y auf die Resonanzfrequenz auswirkt.

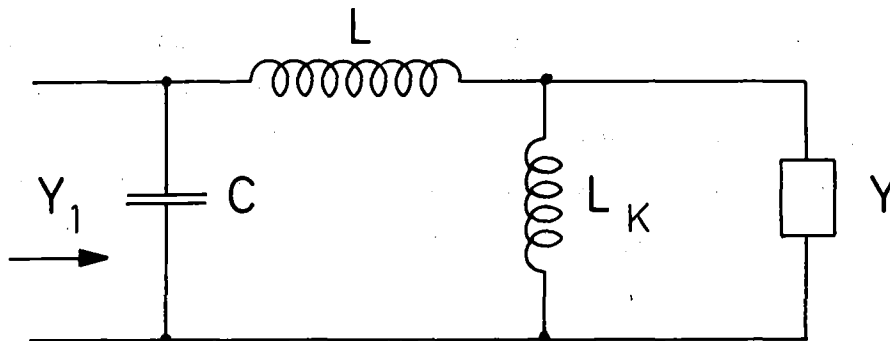


Bild 2: Transformation $Y \rightarrow Y_1$

Es gilt unmittelbar:

$$Y_1 = j\omega C + \frac{1}{j\omega L + \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_K} + Y}} \quad (1)$$

Unter den drei Voraussetzungen:

1. $L_K \ll L$
2. $\omega L_K \ll 1/B_T$
3. $|\omega - \omega_0| \ll \omega_0$,

$$(2)$$

das bedeutet 1. große Übersetzung (oder schwache Ankopplung); 2. kleiner Innenwiderstand des Resonators, der gegenüber der Leitung wie eine Spannungsquelle wirkt; sowie 3. Betriebsfrequenz ω in der Nähe der Resonanzfrequenz ($\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$), wird aus (1) näherungsweise:

$$Y_1 = \left(\frac{L_K}{L}\right)^2 Y \quad (3)$$

Meßtechnisch erhält man die Koppelinduktivität durch Ermittlung der sogenannten externen Koppelgüte Q_{ext} . Dazu wird die Koppelleitung mit einem reellen Lastwiderstand (anstelle des Tuners) abgeschlossen, der gleich dem Wellenwiderstand der Koppelleitung Z_L ist.

Die externe Koppelgüte ist dann definiert als das Verhältnis der Blindleistung P im Resonator zur Verlustleistung P_V im Abschlußwiderstand Z_L . Wenn am Resonator die Spannung U anliegt, muß aufgrund der Spannungsteilung durch die induktive Kopplung dann an Z_L die Spannung $U' = L_K/L \cdot U$ liegen. Daraus folgt bei Resonanz $\omega = \omega_0$:

$$P = \frac{U^2}{\omega_0 L} = U^2 \cdot \omega_0 C \quad (4)$$

$$P_V = U'^2 / Z_L = \left(\frac{L_K}{L}\right)^2 \frac{U^2}{Z_L} \quad (5)$$

Mit der Definition des Resonanzblindwiderstandes $Z_0 = \sqrt{L/C}$ erhält man:

$$Q_{\text{ext}} = \frac{P}{P_V} = \left(\frac{L}{L_K}\right)^2 \frac{Z_L}{Z_0} \quad (6)$$

Nun können wir berechnen, wie sich bei gegebenem Q_{ext} der Tunerblindleitwert B_T auf die Resonanzfrequenz auswirkt. Dazu brauchen wir nur noch die bekannte Bedingung zu formulieren, daß bei Resonanz der gesamte Blindleitwert B_0 des Resonators mit angekoppeltem Tunerleitwert zu Null wird.

$$jB_0 = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + jB_T \cdot \left(\frac{L_K}{L}\right)^2 = 0 \quad (7)$$

Wegen $C = \frac{1}{\omega_0 Z_0}$ und $L = \frac{\omega_0}{Z_0}$ erhält man aus (7) unter Verwendung von (6):

$$\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = - \frac{B_T \cdot Z_L}{Q_{\text{ext}}} \quad (8)$$

Wenn man noch die Voraussetzung 3. aus Gleichung (2) verwendet, erhält man schließlich für die Frequenzverschiebung $\Delta\omega = \omega - \omega_0$

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = - \frac{Z_L}{2Q_{\text{ext}}} \cdot B_T \quad (9)$$

Das bedeutet, daß die Frequenzverschiebung proportional dem Tunerblindleitwert ist. Das gilt allerdings nur unter Voraussetzung, daß die Länge der Koppelleitung $l = n \cdot \lambda/2$ ist.

Die Aufgabenstellung kann nun so formuliert werden: Es soll eine Koppelleitung mit kapazitiver Trennstelle so dimensioniert werden, daß deren Eingangsleitwert Y linear dem Tunerleitwert B_T folgt. Dann folgt auch gemäß Gleichung (9) die Frequenzverschiebung linear dem Tunerleitwert. Das ist gerade die vom Standpunkt der Fre-

quenzregelung notwendige Eigenschaft. Sie bedeutet, daß in diesem Regelkreis keine unerwünschten Nichtlinearitäten, d. h. von der Aussteuerung abhängige Verstärkungsfaktoren existieren.

3. MODELL DER KAPAZITIV GETRENNTEN KOPPELLEITUNG

Wenn man alle unnötigen einschränkenden Annahmen fallen läßt, läßt sich das in Bild 3 angegebene Modell für die Leitung ansetzen.

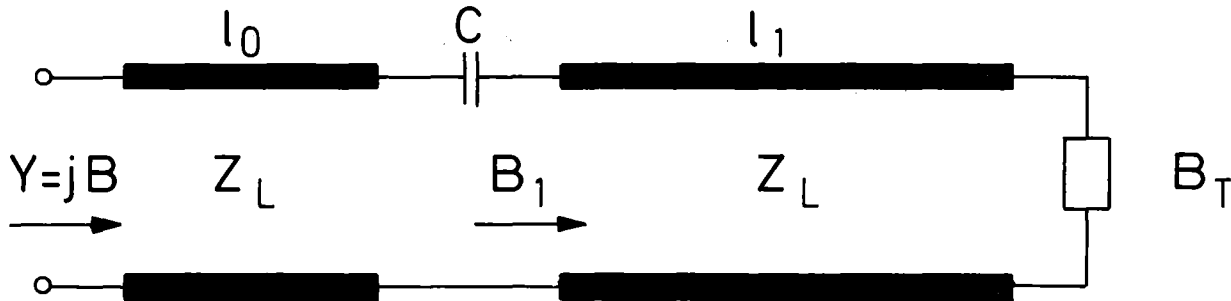


Bild 3: Modell der kapazitiv getrennten Koppelleitung

Die Leitung wird als verlustfrei angenommen. Dann muß der Eingangsleitwert ebenfalls ein Blindleitwert $Y = jB$ sein. Lineare Übertragung von B_T auf B kann man allgemein folgendermaßen formulieren:

$$B = a(B_T + B_X) \quad (10)$$

Dieser Ansatz ist in mehrfacher Hinsicht allgemeiner als derjenige, der kurz in der Einleitung angedeutet wurde. Erstens ist die Lage ℓ_0 der Trennstelle zunächst nicht festgelegt. Zweitens ist die Gesamtlänge der Leitung $\ell = \ell_0 + \ell_1$ nicht auf ein Vielfaches von $\lambda/2$ festgelegt. Drittens wird eine Vergrößerung des Eingangsblindleitwerts B und damit des Stellbereiches um den Faktor a zugelassen. Viertens schließlich wird eine Parallelreaktanz B_X zum Tunerleitwert zugelassen, die nach Bedarf ohne weiteres durch eine parallel zum Tuner geschaltete Stichleitung weggestimmt werden kann. Auf die technische Realisierung dieser Abstimmvorrichtung wird später eingegangen werden.

Der Rechengang besteht nun darin, mittels der Gleichungen der Leitungstheorie⁴, die Beziehungen zwischen a und B_X sowie ℓ_0 , C^* und ℓ_1 herzustellen und zu prüfen, ob sich sinnvolle Lösungen ergeben.

Der Eingangsleitwert Y_1 einer Leitung mit dem Wellenwiderstand Z_L und der Länge ℓ ist bei Abschluß der Leitung mit dem Leitwert Y_2 gegeben durch:

$$Y_1 = \frac{Y_2 + j \frac{1}{Z_L} \tan \beta \ell}{1 + j Y_2 Z_L \tan \beta \ell} \quad (11)$$

Dabei ist $\beta = 2\pi/\lambda$ die Wellenzahl und $\lambda = c/f$ die Wellenlänge.

4. RECHNERISCHE LÖSUNG UND INTERPRETATION

Beginnen wir mit der Transformation des Tunerleitwertes von rechts über die Leitung der Länge ℓ_1 :

$$jB_1 = \frac{jB_T + j \frac{1}{Z_L} \tan \beta \ell_1}{1 + j Z_L (jB_T) \tan \beta \ell_1} \quad (12)$$

Dieser Leitwert in Serie mit der Kapazität C wiederum wird über die Leitung der Länge ℓ_0 transformiert:

$$jB = \frac{\left(\frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{jB_1} \right)^{-1} + j \frac{1}{Z_L} \tan \beta \ell_0}{1 + j Z_L \left(\frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{jB_1} \right)^{-1} \tan \beta \ell_0} \quad (13)$$

Nach Einsetzen von (13) und (12) in (10) erhält man als notwendige Bedingung für die Linearität:

$$\frac{C_0}{C} = \tan \beta \ell_1 + \tan \beta \ell_0 \quad (14)$$

* Die Koppelkapazität ist nicht identisch mit der vorher ebenfalls als C bezeichneten Resonatorkapazität!

Für den Stellbereichsvergrößerungsfaktor a erhält man:

$$a = \left(\frac{\cos \beta \ell_1}{\cos \beta \ell_0} \right)^2 \quad (15)$$

Schließlich gilt für die Zusatzreaktanz B_X :

$$B_X = \frac{1}{Z_L} \cos^2 \beta \ell_0 \cdot \frac{C_0}{C} (1 - \tan^2 \beta \ell_0 + \frac{C_0}{C} \tan \beta \ell_0) \quad (16)$$

C_0 ist diejenige Kapazität, die bei der Betriebsfrequenz gerade die Impedanz Z_L besitzt, d. h. $C_0 = \frac{1}{\omega Z_L}$.

Überprüfen wir zunächst einmal das Ergebnis für den Grenzfall $C \rightarrow \infty$. Das ist gerade die eingangs erwähnte leerlaufende $\lambda/4$ -Leitung als Trennstelle.

Aus (14) folgt damit genau die erwartete Bedingung $\ell_1 + \ell_0 = n \cdot \lambda/2$, während aus (15) $a=1$ und aus (16) $B_X=0$ wird. Der zweite Grenzfall, nämlich $\ell_0=0$, d. h. die Trennstelle befindet sich an der Koppelstelle bzw. $n \cdot \lambda/2$ davon entfernt, ergibt folgende Resultate:

$$\tan \beta \ell_1 = \frac{C_0}{C} \quad (17a)$$

$$a = \frac{C^2}{C^2 + C_0^2} \quad (17b)$$

$$B_X = \frac{1}{Z_L} \frac{C_0}{C} \quad (17c)$$

Das bedeutet: der Stellbereich verkleinert sich mit zunehmender Verringerung der Kapazität. Gleichzeitig wird der Zusatzblindleitwert B_X immer größer. Das bedeutet wegen der Beziehung (9) eine zunehmende Verschiebung der Stellkennlinie zur kapazitiven Seite hin; das heißt es tritt eine zunehmende negative Frequenzablage auf. In Bild 4 ist die Stellkennlinie für verschiedene Werte der Koppelkapazität aufgezichnet.

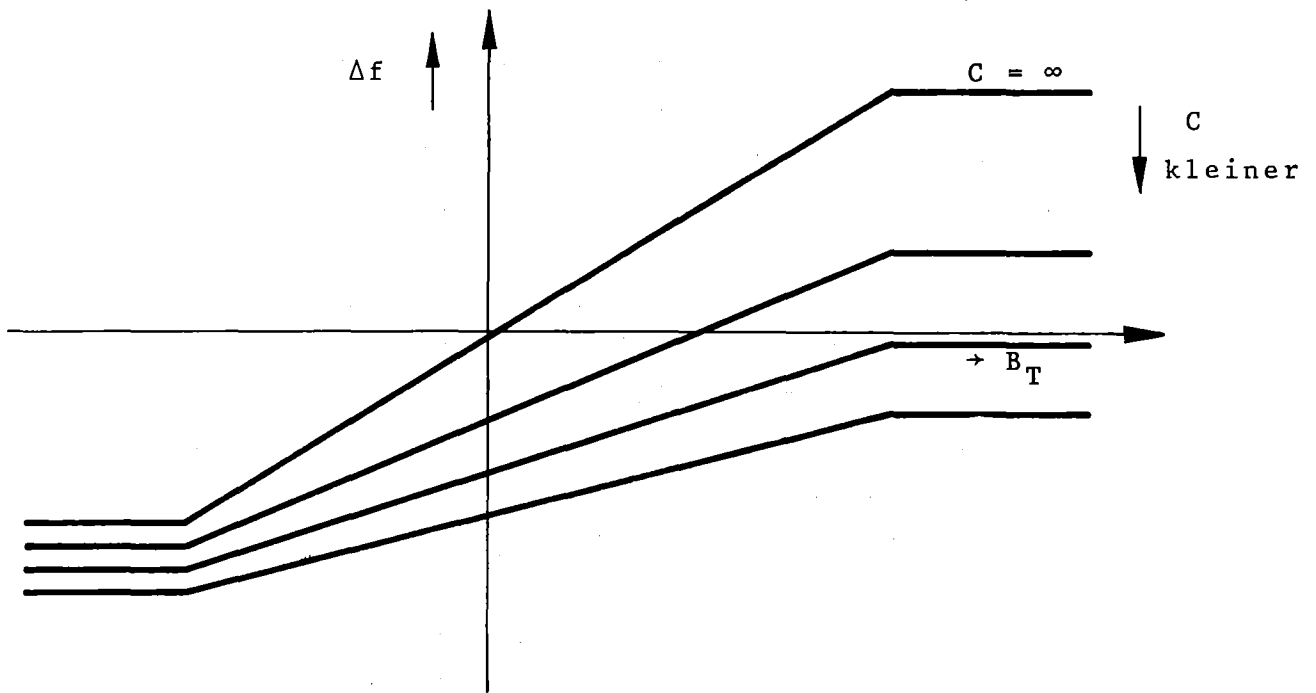


Bild 4: Stellkennlinien für $\ell_0 = 0$

Als Beispiel wird ein externer Koppelfaktor von $Q_{\text{ext}} = 5 \cdot 10^4$, ein Wellenwiderstand $Z_L = 50 \Omega$ und eine Betriebsfrequenz von 90 MHz zugrundegelegt. Für diese Daten wird $C_0 = 35,4 \text{ pF}$. Aus (176) ist ersichtlich, daß für den Fall, daß man bereit ist, auf den halben Stellbereich zu verzichten, die geringe Kapazität von 35,4 pF ausreicht, um eine gerade Stellkennlinie zu erhalten. Allerdings tritt auch eine konstante Verschiebung der Stellkennlinie um $-0,45 \text{ kHz}$ auf. Vom Standpunkt der praktischen Anwendung ist diese Verschiebung jedoch sehr gering. Sie kann ohne weiteres mittels einer geringen Korrektur durch eine langsame mechanische Frequenzstellvorrichtung, die sowieso für die supraleitenden Wendeln verwendet wird, abgeglichen werden.

Damit wäre die Aufgabe bereits gelöst. Man braucht lediglich noch dafür zu sorgen, daß bei dem letztgenannten Beispiel $C = C_0$ die Leitungslänge auf $\ell_1 = \lambda/8 + n \cdot \lambda/2$ abgeglichen wird.

Für die unmittelbare Übertragung dieser simplen Lösung in die Praxis gibt es jedoch zwei einschränkende Bedingungen, die miteinander verknüpft sind.

Zum einen liegt der Ort der Trennstelle praktisch fest. Die Koppel-
leitung² ist so aufgebaut, daß die Trennung eigentlich nur ober-
halb einer Heliumkühlkammer, mit der der supraleitende Koppelsteg
gekühlt wird, vorgenommen werden kann. Das bedeutet praktisch $\lambda_0 \geq 20\text{cm}$.
Es ist deswegen anhand der Formeln (14 - 16) zu untersuchen, inwie-
weit sich die in (17) erzielten einfachen Ergebnisse verändern.

Zum zweiten ist noch gar nichts ausgesagt worden, welche Strom-
und Spannungsverteilungen sich bei kleiner werdenden Koppelkapazi-
täten ergeben. Man könnte insbesondere bei größer werdendem λ_0 gros-
se Resonanzüberhöhungen erwarten, die wiederum eine zu geringe Kop-
pelkapazität verbieten. Zu diesem letzten Gesichtspunkt werden im
Abschnitt 6 genauere Erläuterungen gegeben werden.

Wenden wir uns also zunächst der Frage zu, wie sich ein $\lambda_0 \neq 0$ aus-
wirkt. Dazu ist es zweckmäßig aus den Gleichungen (14) und (15) die
unwichtige Variable, die Leitungslänge λ_1 , zu eliminieren. Man er-
hält für die Beziehung zwischen C, a und λ_0 :

$$C = \frac{C_0}{\tan\beta\lambda_0 + \sqrt{\frac{1}{a \cdot \cos^2\beta\lambda_0} - 1}} \quad (18)$$

In Bild 5 ist diese Formel mit C als Ordinate, λ_0 als Abszisse und
a als Parameter für die vorher genannten Betriebswerte 90 MHz und
 $Z_L = 50 \Omega$ aufgetragen.

Es ist sofort ersichtlich, daß eine Vergrößerung von λ_0 bei gleich-
bleibendem Stellbereich zu einer Verringerung der benötigten Koppel-
kapazität führt. In einem bestimmten Wertebereich der Koppelkapazi-
tät ist nun sogar eine Stellbereichsvergrößerung möglich; nämlich im
Bereich:

$$\frac{C_0}{2\tan\beta\lambda_0} < C < \frac{C_0}{\tan\beta\lambda_0} \quad (19)$$

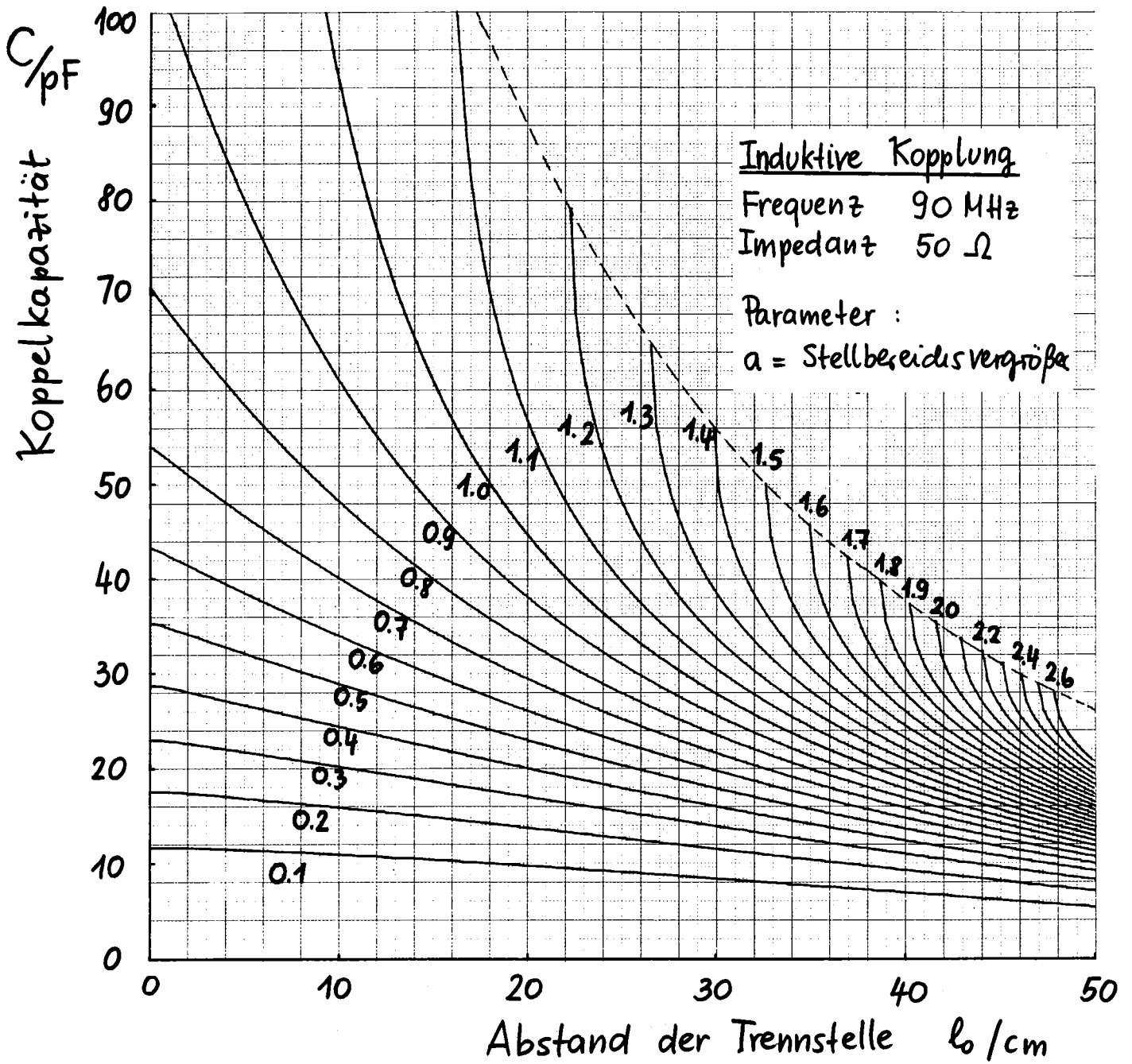


Bild 5 : Koppelkapazität als Funktion von Koppelort und Stellbereich

5. PRAKTISCHES BEISPIEL

Um diese Ergebnisse mit einem praktischen Zahlenbeispiel zu verdeutlichen, sei die Situation an der Wendelsektion 1 betrachtet. Der gemessene Stellbereich ist aufgrund zu geringer externer Kopplung etwa 6,25 kHz. Aufgrund der Ergebnisse⁵ mit einer Störaufschaltung im Amplitudenregelkreis kann der Stellbereich wahrscheinlich auf 2,5 kHz reduziert werden. Aus Bild 4 liest man ab, daß dann für $\lambda_0 = 20$ cm lediglich eine Koppelkapazität von 20 pF benötigt wird. Für die Leitungslänge erhält man aus (15) $\lambda_1 = 50\text{cm} + n \cdot \lambda/2$. In Bild 6 sind die Zahlenergebnisse am Koppelleitungsmodell dargestellt.

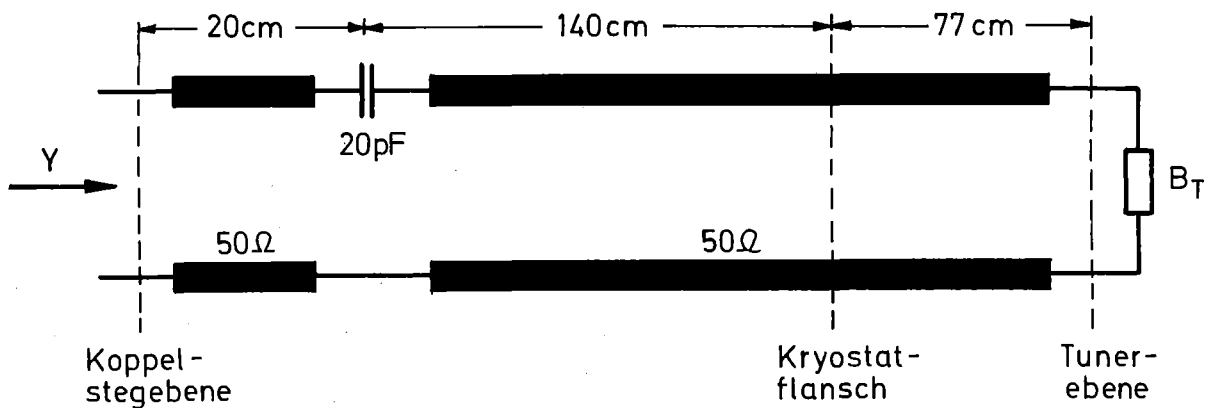


Bild 6: Koppelleitung für Wendelsektion 1 mit induktiver Kopplung

Zwischen Kryostatflansch und Tunerebene muß noch eine Posaune mit einer mittleren elektrischen Länge von 53 cm und einem Stellbereich von ± 3 cm eingebaut werden. Wie man sieht, genügen dann zum Anschluß der Posaune an den Kryostatflansch gerade zwei 13/30-Winkelstücke, die je 11 cm Länge haben.

Die Frequenzverschiebung bei dieser Lösung ergibt sich gemäß (16) zu -0,85 kHz. Diese Frequenzverschiebung kann übrigens auch mittels des ponderomotorischen Effektes⁶ bei den Wendelsektionen abgeglichen werden. Der statische Effekt besteht darin, daß die Resonanzfrequenz sich proportional der gespeicherten Energie im Resonator erniedrigt. Im obigen Beispiel der Wendel W1 ist die ponderomotorische Frequenzverschiebung bei Sollenergie -280 kHz. Das bedeutet: mit einer Erhöhung der Sollenergie um lediglich 3‰ kann die auftretende Frequenzversetzung aufgrund der kapazitiven Trennstelle korrigiert werden.

Mit der beschriebenen Lösung würde einerseits die Stickstoffgaskühlung, bei der der Durchsatz entsprechend dem HF-Leistungsniveau reguliert werden muß, überflüssig werden und andererseits könnte die effektiv ins Helium eingeleitete Wärme um mehr als die Hälfte gesenkt werden.

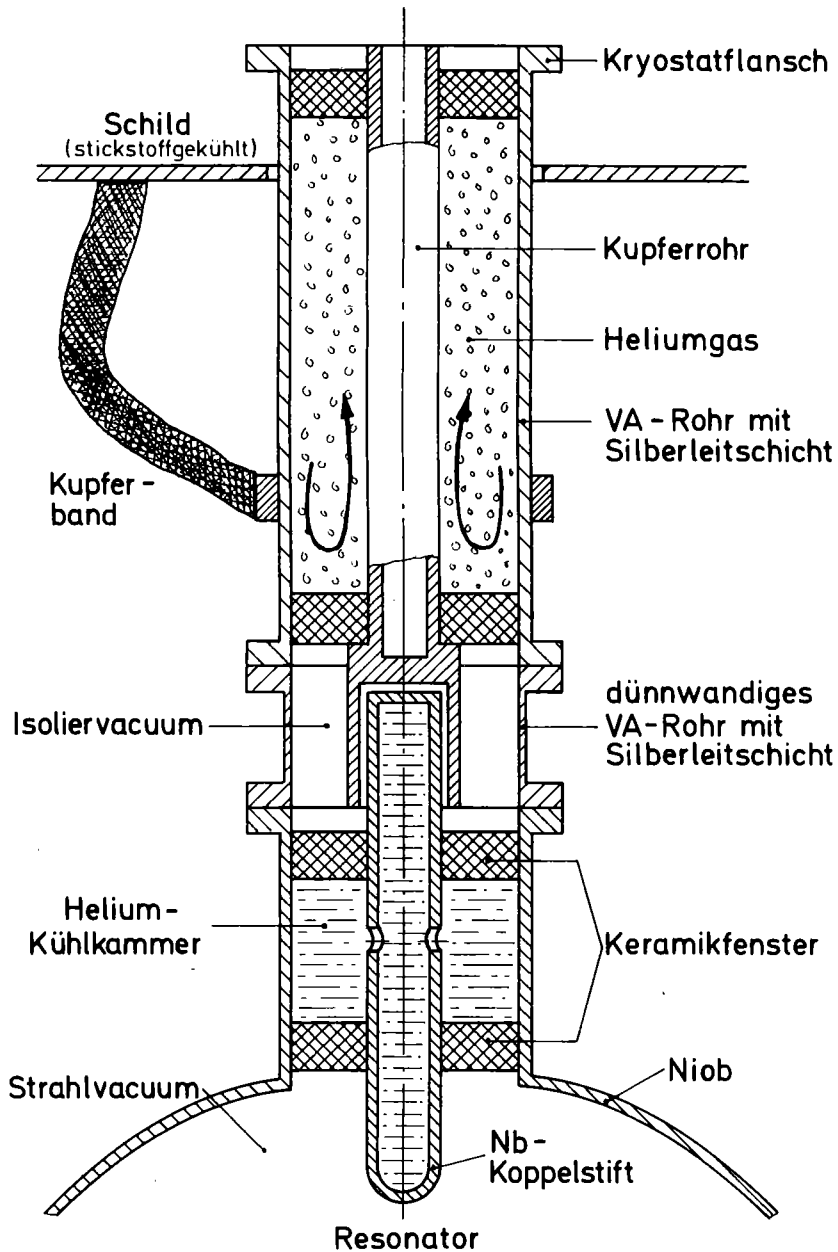


Bild 7: Schematischer Schnitt durch die 90 MHz-Koppelleitung mit kapazitiver Trennstelle

Bei der Realisierung der Koppelkapazität muß einerseits darauf geachtet werden, daß der Luftspalt genügend groß ist, damit Durchschläge vermieden werden und sich mechanische Toleranzen nicht drastisch auswirken können. Andererseits darf aus dem letztgenannten Grund heraus auch die Länge der Serienverzweigung nicht zu groß werden. Der Impedanzsprung auf dem Transformationsstück sollte auch möglichst nicht zu groß werden.

Wenn man den einen der beiden 13 mm \emptyset -Innenleiter beibehält und den Luftspalt 1,5 mm wählt, ergibt sich eine Länge des Zylinderkondensators von 75 mm. Das ist ein durchaus akzeptabler Wert. Mittels eines Außenleitersprunges von 30 mm \emptyset auf 41,5 mm \emptyset kann dafür gesorgt werden, daß auf der ganzen Koppelleitung der Wellenwiderstand von 50 Ω beibehalten werden kann.

Im Bild 7 ist ein schematischer Schnitt durch die Koppelleitung mit kapazitiver Trennstelle wiedergegeben. Um den Wärmeübergang an der Trennstelle gering zu halten, muß die Trennstelle evakuiert werden. In dem gegebenen Anwendungsfall ist dies sehr einfach durch Verbindung mit dem für den Kryostaten benötigten Isoliervakuum möglich.

Eine überschlägige Betrachtung ¹⁰ zeigt, daß eine kapazitive Auftrennung des Außenleiters keinen großen Gewinn erbringt, weil durch die Abstützung des oberen gegen das untere Außenleiterteilstück ebenfalls eine beträchtlicher Wärmeanteil übertragen würde. Deswegen kann die bisherige Lösung, ein dünnwandiges Stahlrohr mit einer versilberten Oberfläche als Leitschicht, beibehalten werden. Eine zusätzliche Außenleiterauftrennung, bei der man bei einer 50 Ω -Leitung und gleichem Luftspalt wie beim Innenleiter etwa 30% an Koppelkapazität verlieren würde, kommt möglicherweise für andere Anwendungszwecke mit höherer zu übertragender HF-Blindleistung (≥ 100 kVA) in Betracht.

Die auf dem Innenleiter oberhalb der Koppelstelle entstehende HF-Wärme muß zwecks Vermeidung einer unzulässigen Aufheizung in geeigneter Weise abgeführt werden. Dazu kann die Leitung mit Heliumgas gefüllt werden. Die Wärmeübertragung durch das Helium, die überdies durch eine gewisse Konvektionswirkung unterstützt würde, dürfte ausreichend sein, um den Innenleiter auf einem akzeptablen Temperaturniveau zu halten. Der Außenleiter ist über ein Kupferband mit dem Stickstoffschild des Kryostaten verbunden.

6. Strom- und Spannungsverteilung auf der Koppelleitung

Im Bild 8 ist noch einmal das Modell der Koppelleitung mit kapazitiver Trennstelle mit der Bezeichnung der Ströme und Spannungen wiedergegeben.

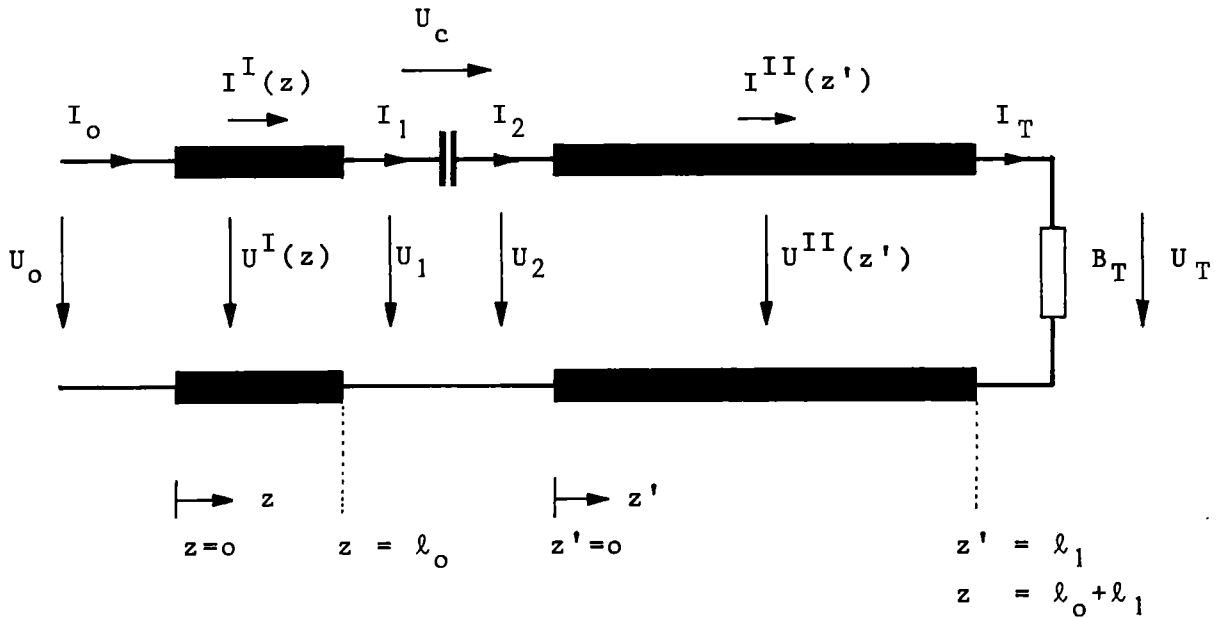


Bild 8: Ströme und Spannungen auf der Koppelleitung

Nach den Regeln der Leitungstheorie ergeben sich für die beiden Bereiche:

$$U^I(z) = U_1 \cos \beta(l_0 - z) + j I_1 Z_L \sin \beta(l_0 - z) \quad (20)$$

$$I^I(z) = I_1 \cos \beta(l_0 - z) + j \frac{U_1}{Z_L} \sin \beta(l_0 - z) \quad (21)$$

$$U^{II}(z') = U_T \cos \beta(l_1 - z') + j I_T Z_L \sin \beta(l_1 - z') \quad (22)$$

$$I^{II}(z') = I_T \cos \beta(l_1 - z') + j \frac{U_T}{Z_L} \sin \beta(l_1 - z') \quad (23)$$

Gegeben ist die Quellspannung U_0 . Tunerspannung U_T und Tunerstrom I_T sind über den Tunerleitwert miteinander verknüpft.

$$I_T = jB_T \cdot U_T \quad (24)$$

An der Trennstelle gilt:

$$I_1 = I_2 = I^{II}(z'=0) \quad (25)$$

$$U_1 = U_2 + U_c = U^{II}(z'=0) + U_c \quad (26)$$

$$U_c = \frac{C_o}{C} \cdot \frac{I_1 Z_L}{j} \quad (27)$$

Wenn man die Rechnung ausführt und dabei die Gleichung (14) verwendet, ergibt sich:

$$\frac{I_o}{U_o} = ja(B_T + B_x) \quad (28)$$

$$\frac{I_1}{U_o} = j\sqrt{a} \left(B_T \cos\beta\ell_1 + \frac{1}{Z_L} \sin\beta\ell_1 \right) \quad (29)$$

$$\frac{U_1}{U_o} = \sqrt{a} \left(\left(1 + \frac{C_o}{C}\right) \cdot B_T Z_L \cos\beta\ell_1 + \left(\frac{C_o}{C} - B_T Z_L\right) \sin\beta\ell_1 \right) \quad (30)$$

$$\frac{U_2}{U_o} = \sqrt{a} \left(\cos\beta\ell_1 - B_T Z_L \sin\beta\ell_1 \right) \quad (31)$$

$$\frac{U_c}{U_o} = \sqrt{a} \cdot \frac{C_o}{C} \left(Z_L B_T \cos\beta\ell_1 + \sin\beta\ell_1 \right) \quad (32)$$

$$\frac{U_T}{U_o} = \sqrt{a} \quad (33)$$

Man kann sich leicht überzeugen, daß im linken Teilstück der Koppel-
leitung, d. h. in dem Teil, der supraleitend sein soll, der maximale
Strom am Koppelsteg auftritt. Die größte Spannung tritt in der kapazi-
tiven Randstellung B_T^+ des Tuners an der Koppelkapazität auf. Im
rechten Teilstück bildet sich eine stehende Welle aus, deren Strom-

und Spannungsmaxima berechnet werden können aus:

$$U_{\max}^2 = |U_T|^2 + |I_T Z_L|^2 = |U_2|^2 + |I_2 Z_L|^2 \quad (34)$$

$$I_{\max} = U_{\max} / Z_L \quad (35)$$

Aus (34) folgt mittels (33) und (24):

$$\frac{U_{\max}}{U_0} = Z_L \frac{I_{\max}}{U_0} = \sqrt{a(1+(B_T Z_L)^2)} \quad (36)$$

Das Ergebnis, das sich in (33) und (36) ausdrückt, ist außerordentlich überraschend. Die Leitung rechts von der kapazitiven Trennstelle hat die gleiche Strom- und Spannungsverteilung wie eine $n \cdot \lambda / 2$ Leitung ohne Trennstelle und einer externen Güte, die um den Stellbereichsvergrößerungsfaktor a verringert ist.

$$Q'_{\text{ext}} = \frac{1}{a} Q_{\text{ext}} \quad (37)$$

Wenn man davon ausgeht, daß der Stellbereich erhalten bleiben soll, so muß demnach Q'_{ext} eingestellt werden. Dabei bleibt gerade die Tunerspannung erhalten. Nun können wir berechnen, um wieviel die Spannung U_c über der Kapazität größer ist als die maximale Spannung auf der Leitung für $C \rightarrow \infty$:

$$\frac{U_c}{U_{\max}} = \frac{\frac{C_0}{C} (B_T^+ Z_L \cos \beta l_1 + \sin \beta l_1)}{\sqrt{1+(B_T^+ Z_L)^2}} \quad (38)$$

Entsprechend erhält man für die Stromüberhöhung am Koppelsteg gegenüber dem Maximalstrom bei $C \rightarrow \infty$:

$$\left| \frac{I_o}{I_{\max}} \right|^2 = \frac{a(B_T^+ + B_X)^2 Z_L^2}{1 + (B_T^+ Z_L)^2} \quad (39)$$

Für das praktische Beispiel aus dem letzten Abschnitt mit $C=20$ pF, $a=0,4$, $\ell_o=20$ cm, $\ell_1=50$ cm, $B_T^+ \cdot Z_L=2,22$, $B_X Z_L=2,36$ erhält man:

$$\left| \frac{U_c}{U_{\max}} \right| = 1,54 \quad \text{und}$$

$$\left| \frac{I_o}{I_{\max}} \right|^2 = 1,42$$

Das bedeutet: die Stromverluste im supraleitenden Teilstück steigen um 42% an. Das ist jedoch weniger wichtig, da man sowieso weit entfernt vom kritischen Magnetfeld ist. Die Spannungsüberhöhung von 54% am Kondensator hingegen muß aus der Sicht der absoluten Durchschlagspannung gesehen werden. Die Koppelleitungen sind funktionsgeprüft für einen maximalen Betriebsstrom von 16 A, das entspricht einer maximalen Effektivspannung von 800 V. Wenn man also die Leitung nach wie vor maximal auslasten will, entsteht am Zylinderkondensator eine Spitzenspannung von 1,74 kV; d. h. bei einem Luftspalt von 1,5 mm eine Feldstärke von 1,16 kV/mm. Typische Werte für die Durchschlagfeldstärke von Lufttrimmern sind 1,4 kV/mm. Demnach wären selbst bei diesem äußersten Betrieb der Wendel W1 noch eine gewisse Reserve vorhanden. Da man, wie im Abschnitt 5 ausgeführt den Stellbereich auf 40 % reduzieren kann, würde sich der Betriebswert der Feldstärke im Luftspalt auf 63% verringern und nur noch 733 V/mm betragen. Selbst wenn der volle Stellbereich benötigt würde, könnte man durch Vergrößerung des Zylinderkondensators einen Gewinn an Betriebssicherheit für die Koppelleitung erzielen.

Eine Reduktion der Spitzenfeldstärke am Zylinderkondensator kann noch auf eine andere Weise erzielt werden, nämlich durch Parallelschaltung eines geeigneten Zusatzleitwertes zum Tuner.

7. Wirkung eines variablen Paralleleitwertes zum Tuner

Der Ansatz für die Transformation des Tunerleitwertes B_T auf den Eingangsleitwert B war in Gleichung (10) bewußt so gewählt worden, daß zunächst nicht vorgeschrieben wurde, daß bei leerlaufendem Tuner auch am Eingang ein Leerlauf erscheinen sollte, d. h. daß $B_T=0$ auch $B=0$ zur Folge hat. Das war richtig, denn wir sehen aus Gleichung (16), daß das Verschwinden von B_X eine unnötige Einschränkung dargestellt hätte. Schauen wir uns einmal genauer an, was die Bedingung $B_X = 0$ bedeutet. Nach Einsetzen dieser Bedingung in (16) sind nur noch ganz bestimmte Kombinationen von ℓ_0 und C zugelassen:

$$\frac{C_0}{C} = \tan\beta\ell_0 - \frac{1}{\tan\beta\ell_0} = -\frac{2}{\tan 2\beta\ell_0} \quad (40)$$

Wenn man dieses Ergebnis in (14) und (15) einsetzt, folgt:

$$a = \tan^2\beta\ell_0 \quad (41)$$

$$\ell_1 = \ell_0 + \lambda/4 + n \cdot \lambda/2 \quad (42)$$

Aus (40) folgt wegen $C > 0$:

$$\lambda/8 < \ell_0 < \lambda/4 \quad (43)$$

D. h. $B_X=0$ ist nur erfüllbar in einem Bereich zwischen $\lambda/8$ und $\lambda/4$.

In diesem Bereich wiederum ist der Stellbereichsvergrößerungsfaktor grundsätzlich größer als Eins. Wenn man nur Kapazitäten $C < C_0 = 35,4$ pF bauen will, muß demnach $\ell_0 > 54$ cm werden. In unserem Anwendungsfall ist eine derartige Länge des supraleitenden Teilstückes nicht realisierbar.

Deswegen bleibt nur noch die Möglichkeit einen Zusatzleitwert B_K parallel zum Tunerleitwert B_T einzufügen. Rechnerisch geschieht dies dadurch, indem B_T durch B_T+B_K ersetzt wird:

$$B_T := B_T + B_K \quad (44)$$

Die neue Transformationsformel lautet nun:

$$B = a(B_T + B_X + B_K) \quad (45)$$

Wenn man $B_K = -B_X$ wählt, erhält man die Transformationsgleichung $B = aB_T$. Das ist die Übertragungsgleichung eines idealen Transformators mit dem Übersetzungsverhältnis $\bar{u}=1/\sqrt{a}$. Für typische Werte von $C \approx C_0$ und $\ell_0 \geq 0$ ist $B_X > 0$ und deswegen $B_K < 0$. Die Serienkapazität C kann also durch Einfügen einer Parallelinduktivität L :

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot C} \left(\frac{1 + \tan^2 \beta \ell_0}{1 + \tan \beta \ell_0 \cdot \tan \beta \ell_1} \right) \quad (46)$$

dergestalt kompensiert werden, daß sich die gesamte Schaltung wie ein idealer Transformator verhält. Diese Äquivalenz, die nur für eine feste Frequenz ω_0 gilt, ist in Bild 9 dargestellt.

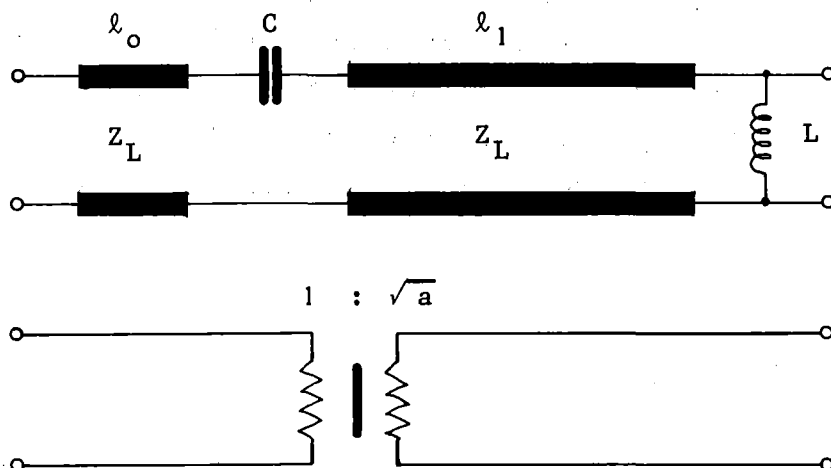


Bild 9: Kompensierte Transformation

Bei dieser Einstellung von B_K wird zwar der Stegstrom symmetrisch (vgl. (28)), jedoch der Maximalstrom auf der Leitung wird jetzt stark asymmetrisch (vgl. (36)). Wie man Bild 9 entnehmen kann, wird die Leitung in der induktiven Randstellung des Tuners eine drastisch höhere Verlustleistung haben, die vom Hochfrequenzsender zusätzlich aufgebracht werden muß. Der typische Betriebsfall für die zeitliche Tunerreaktanzänderung ist eine Sinusschwingung mit der mechanischen Eigenfrequenz Ω der Wendel, also:

$$B_T = \hat{B}_T \sin \Omega t \quad (46)$$

Den Leistungserhöhungsfaktor α_1 aufgrund von $B_K = -B_X$ erhält man aus einer zeitlichen Mittelwertbildung:

$$\alpha_1 = \frac{1 + \frac{1}{2} (\hat{B}_T Z_L)^2 + (B_X Z_L)^2}{1 + \frac{1}{2} (\hat{B}_T Z_L)^2} \quad (47)$$

Wenn die Tunerkennlinie voll ausgeregt wird, also für $B_T^+ = |B_T^-| = \hat{B}_T$ würde sich mit den Daten von Abschnitt 5, nämlich $B_T^+ Z_L = 2,22$ und $B_X Z_L = 2,36$ eine Leistungsüberhöhung von $\alpha_1 = 2,6$ ergeben. Da die Koppelleitungsverluste den dominierenden Verlustanteil darstellen, ist allein schon aus diesem Grund die kompensierte Einstellung nicht akzeptabel für die Tunerkoppelleitung.

Im vorigen Abschnitt war bereits auf ein weiteres Kriterium hingewiesen worden, nämlich eine möglichst geringe Spannung U_c über der Kapazität. Dazu braucht man nur (44) in (32) einzusetzen und B_K so wählen, daß U_c proportional zu B_T wird. Die Bedingung dafür ist, daß der rechte Term in der Klammer von (32) verschwindet; d. h.:

$$B_K = -\frac{1}{Z_L} \tan \beta l_1 \quad (48)$$

Berechnen wir auch hier wieder den Verbesserungsfaktor:

$$\alpha_2 = \frac{U_c(B_K = -\frac{1}{Z_L} \tan \beta \ell_1)}{U_c(B_K = 0)} = \frac{Z_L B_T^+}{Z_L B_T^+ + \tan \beta \ell_1} \quad (49)$$

Für das Beispiel im Abschnitt 5 erhält man $\alpha_2 = 0,618$; d. h. die Spitzenfeldstärke an der Koppelkapazität wird auf 62% reduziert. Das ist ein beachtlicher Gewinn an Betriebssicherheit. Dem steht allerdings gemäß (47) ein Anstieg der Verlustleistung um 54% gegenüber. Tatsächlich wird man eine Einstellung von B_K wählen, die sich zwischen $B_K = 0$ und $B_K = -\frac{1}{Z_L} \tan \beta \ell_1$ bewegt, so daß einerseits die Spitzenfeldstärke über der Koppelkapazität vermindert wird, andererseits aber die Verlustleistung auf der Koppelleitung nicht allzu stark ansteigt. Die Linearität und der Stellbereich bleiben von der gewählten Einstellung völlig unabhängig.

8. Messungen an einer Modellkoppelleitung

Um die theoretischen Ergebnisse praktisch überprüfen zu können, wurde eine Modelleitung mit einer Koppelkapazität von 26 pF aufgebaut. Der supraleitende Resonator wurde dabei ersetzt durch eine normalleitende Wendel.⁷ Um mit dem zur Verfügung stehenden 1 kW-Sender die gleiche Spannungs- und Strombelastung auf der Leitung wie im Originalfall zu erzielen, mußte die Koppelstärke drastisch erhöht werden. Anstelle eines $Q_{\text{ext}} = 5 \cdot 10^4$ wurde die externe Koppelgüte auf $Q_{\text{ext}} = 125$ eingestellt. Zur Erzielung der gleichen Stegspannung U_0 wird nur noch 1/20 der Feldstärke im Resonator benötigt. Der Stellbereich des Tuners ist demzufolge auch um einen Faktor $Q_{\text{ext}}/Q'_{\text{ext}} = 400$ größer, nämlich 1,6 MHz. Zur Abstimmung der Länge ℓ_1 mit der die Linearität eingestellt wird, konnte die Tunerposaune direkt verwendet werden. Zur Abstimmung der Nulllage der Stellkennlinie, also von B_K , wurde anstelle eines Reaktanzstabes (unser Tuner besteht insgesamt aus 12 Einzelreaktanzen) eine Stichleitung angeschlossen. Dazu mußte nur noch die digitale Steuerung so geändert werden, daß sie anstelle bis $n = 12$ nur noch bis $n = 11$ zählt. Dies war bei dem von H. Hornung⁸ entwickelten Steuerkonzept ohne größeren Aufwand durch eine Modifikation des Zählers und der Randstellungserkennung möglich.

Für ein eingestelltes $\ell_0 \approx 10$ cm ergab sich eine Stellbereichsänderung von $a = 0,4$. Im Bild 10 ist aus dem Polaroidfoto sehr gut zu erkennen, wie der maximale Leitungsstrom, der über einen Richtkoppler gemessen wurde für $B_K = -B_X$ stark asymmetrisch gegenüber dem Fall $B_K = 0$ wird.

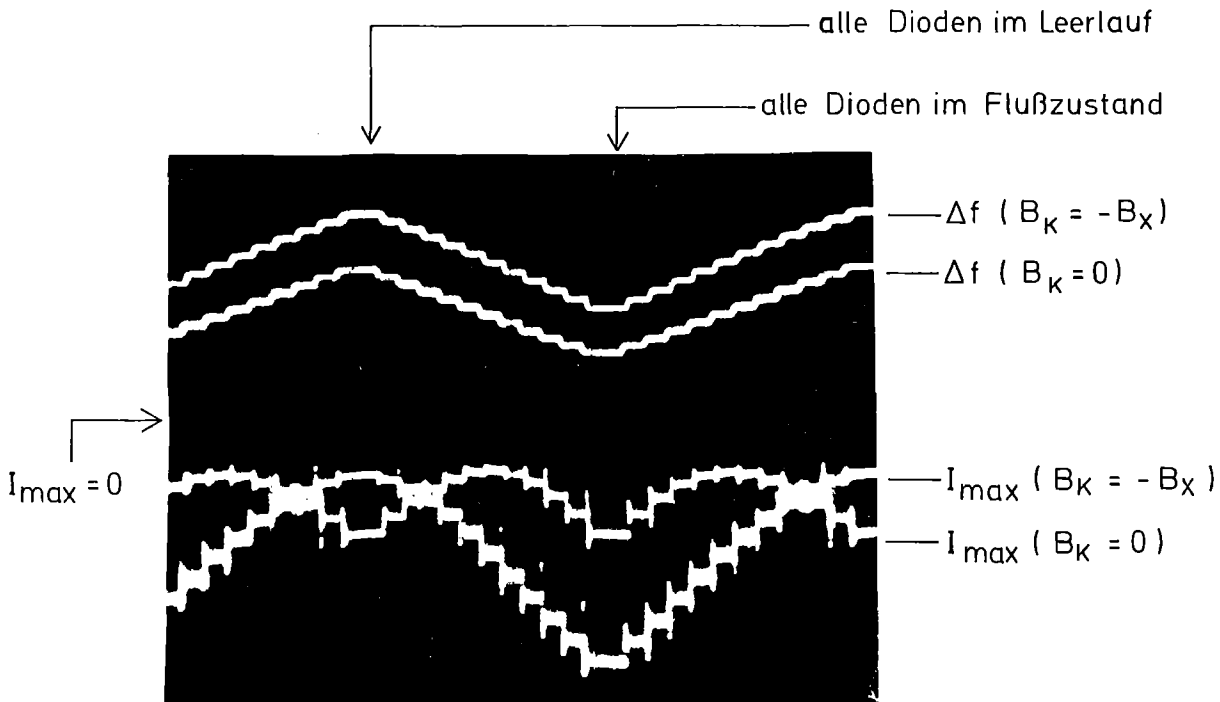


Bild 10: Frequenzverschiebung und maximaler Leitungsstrom als Funktion der Diodenzahl (Zeit)

Aus den beiden oberen Kurven für die Frequenzverschiebung, die aus der Steuerspannung eines nachgeführten Oszillators (VCO) entnommen wurde, erkennt man auch sehr deutlich, daß durch die Veränderung von B_K die Linearität der Stellkennlinie nicht beeinflusst wird, wohl aber die Symmetrie auf der Leitung. (vgl. (44) in (36) eingesetzt.) Die Ergebnisse stimmten qualitativ gut mit den theoretischen Vorhersagen überein. Abweichungen ergaben sich lediglich durch die Tatsache, daß die Voraussetzung (2)2. wegen eines zu großen L_K nicht mehr gültig ist. Bei 1 mm Luftspalt wurden bei voller Tunerleistung ($U_0 = 450 V_{eff}$) keine Überschläge am Zylinderkondensator beobachtet.

9. Vergleich von induktiver und kapazitiver Resonatorkopplung

Unabhängig von den in der Einleitung beschriebenen Untersuchungen wurde zu einem späteren Zeitpunkt die induktive Resonatorkopplung durch eine kapazitive Stiftkopplung ersetzt, nachdem festgestellt worden war, daß die Feldverteilung im Resonator nur unwesentlich beeinflußt wird. Die Stiftkopplung hat zwei Vorteile. Zum einen entfällt ein supraleitender Kontakt, der einen hohen HF-Strom zu übertragen hat. Andererseits kann auf einfachere Weise der Koppelkoeffizient dadurch geändert werden, daß der Koppelstift verlängert oder verkürzt wird.

Der untere Teil der Koppelleitung einschließlich des Koppelstiftes wird nach wie vor durch eine mit flüssigem Helium gefüllte Kühlkammer gekühlt. Auch hier kann demnach Wärme vorwiegend über den Innenleiter ins Helium geführt werden. In dem gegenwärtig laufenden Großexperiment werden die ersten Betriebserfahrungen mit dieser neuen Koppelleitung gesammelt.

Im folgenden soll untersucht werden, inwiefern die Ergebnisse für die kapazitive Auftrennung bei induktiver Resonatorkopplung auf die Situation bei Stiftkopplung übertragen werden können.

Im Bild 11 ist entsprechend Bild 2 ein Modell der kapazitiven Kopplung dargestellt.

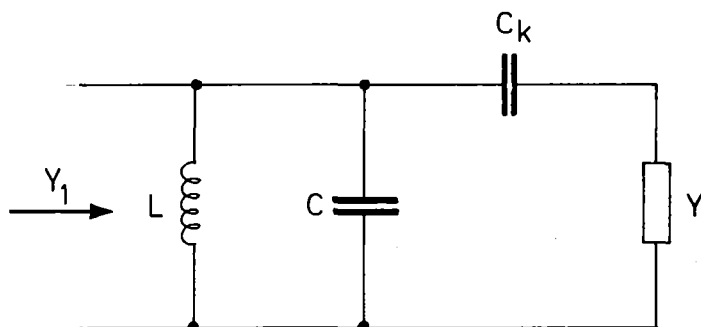


Bild 11: Modell der kapazitiven Resonatorkopplung

Die Transformation von Y auf Y_1 kann sofort angeschrieben

$$Y_1 = \frac{1}{j\omega L} + j\omega C + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_K} + \frac{1}{Y}} \quad (50)$$

Die drei Näherungen lauten hier:

1. $C_K \ll C$
 2. $\omega C_K \ll B_T$
 3. $|\omega - \omega_0| \ll \omega_0$
- (51)

Während 1. und 3. mit den entsprechenden Näherungen von (2) übereinstimmen, bedeutet die Näherung 2. nun, daß der Quellwiderstand der Leitung hochohmig wird, d.h. es liegt eine Stromquelle vor.

Die Näherungen (51) in (50) eingesetzt, führen zu folgendem Ergebnis:

$$Y_1 = \frac{(\omega_0 C_K)^2}{Y} \quad (52)$$

Diese Relation erlaubt zunächst noch keine lineare Transformation von Y auf Y_1 . Man sieht jedoch sofort, was getan werden muß, um auf eine Form wie Gleichung (3) zu kommen.

Die Leitungslänge ℓ_0 braucht lediglich um $\lambda/4$ verlängert werden:

$$\ell_0 : = \ell_0 + \lambda/4 \quad (53)$$

Dann ergibt sich für (52):

$$Y_1 = (\omega_0 C_K Z_L)^2 \cdot Y \quad (54)$$

Durch Ersetzen von $\frac{L_K}{L}$ durch $\omega_0 C_K Z_L$ kann man aus (6) auch die neue externe Koppelgüte berechnen:

$$Q_{\text{ext}} = \left(\frac{C}{C_K}\right)^2 \cdot \frac{Z_0}{Z_L} \quad (55)$$

Durch Einsetzung von (53) in (14) erhält man als Bedingung für die Linearität nunmehr:⁺

$$\frac{C_o}{C} = \tan\beta\ell_1 - \frac{1}{\tan\beta\ell_o} \quad (56)$$

Der Stellbereichsvergrößerungsfaktor a ist entsprechend (15):

$$a = \left(\frac{\cos\beta\ell_1}{\sin\beta\ell_o} \right)^2 \quad (57)$$

Schließlich gilt für die neue Zusatzreaktanz:

$$B_X = - \frac{1}{Z_L} \cdot \cos^2\beta\ell_o \cdot \frac{C_o}{C} \left(1 - \tan^2\beta\ell_o + \frac{C_o}{C} \tan\beta\ell_o \right) \quad (58)$$

Das ist interessanterweise gerade der negativ genommene Wert, der sich bei induktiver Resonatorkopplung ergab.

Wie schon aus Gleichung (53) hervorgeht, würde man identische Ergebnisse erzielen, wenn ℓ_o um $\lambda/4$ vergrößert wird. Das ist aber aus technischen Gründen, wie früher dargelegt, nicht möglich.

Wenn man zu einer grafischen Veranschaulichung des Zusammenhangs zwischen C , ℓ_o und a gelangen will, muß man wieder aus (56) und (57) ℓ_1 eliminieren:

$$C = \frac{C_o}{-\frac{1}{\tan\beta\ell_o} + \sqrt{\frac{1}{a\sin^2\beta\ell_o} - 1}} \quad (59)$$

In Bild 12 ist entsprechend dem Bild 5 die Beziehung (59) dargestellt. Im Gegensatz zur induktiven Kopplung wird hier im interessierenden Bereich bei wachsendem Abstand ℓ_o eine größere

⁺In (56) ist C die Koppelkapazität, während C in (53) die Resonatorkapazität meint!

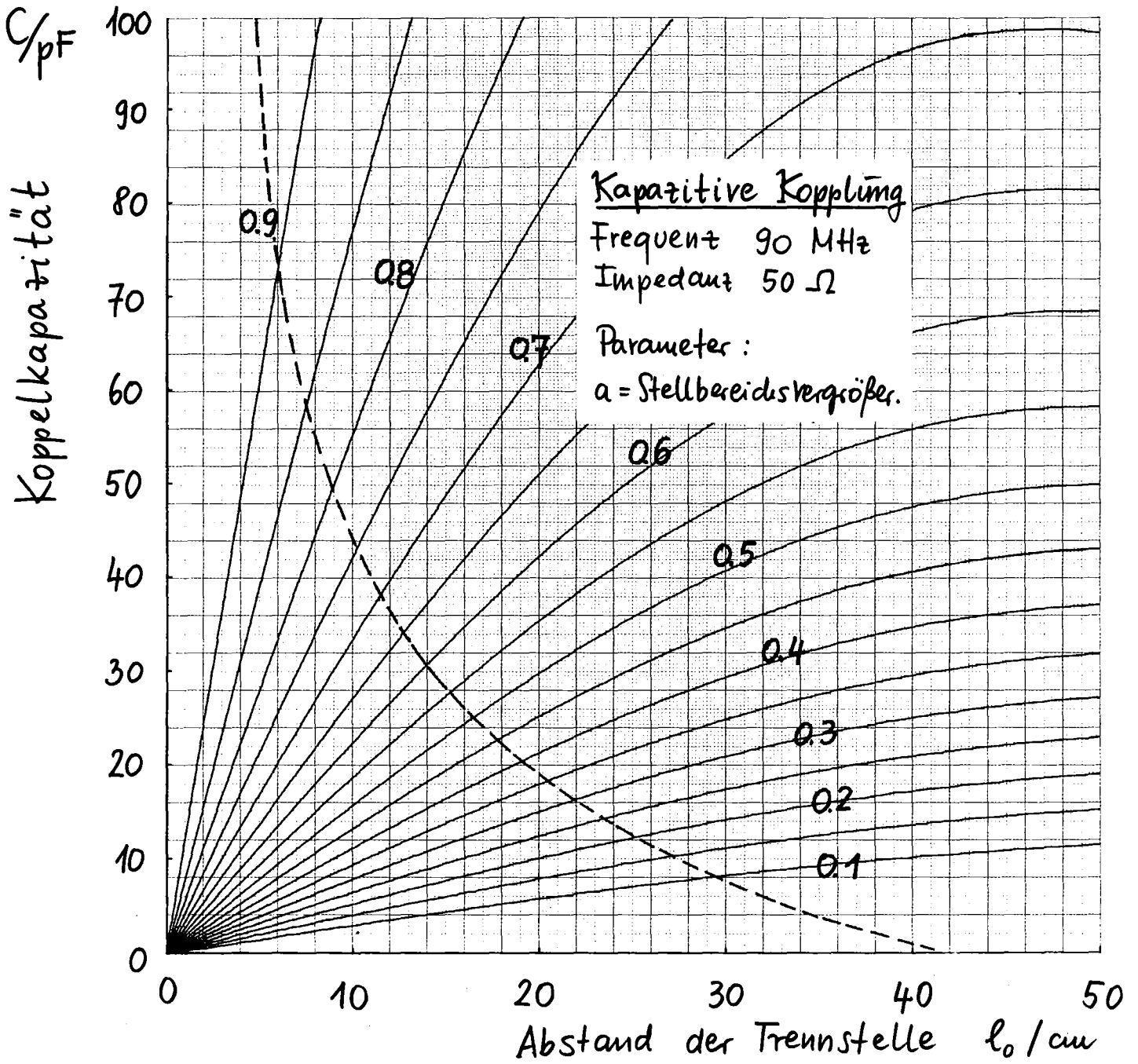


Bild 12 : Koppelkapazität als Funktion von Koppelort und Stellbereich

Koppelkapazität benötigt. Das legt eigentlich nahe, ℓ_0 gegen Null gehen zu lassen und eine sehr kleine Kapazität zu verwenden. Das würde aber nach Gleichung (30) und (32) zu einem starken Anstieg der Spannungen U_1 und U_c führen, die nicht vertreten werden kann. Man wird hier also ganz bewußt ein ℓ_0 so wählen, daß sich eine Koppelkapazität C in der Gegend von $C_0 = 35,4$ pF ergibt.

Interessant wäre nun die Frage, ob es eine Kombination von ℓ_0 und C so gibt, daß sich bei kapazitiver Kopplung die gleiche Stellbereichsvergrößerung ergibt wie bei induktiver Kopplung. Dazu braucht man lediglich (59) und (18) jeweils nach a auflösen und einander gleichsetzen.

Daraus ergibt sich:

$$C = \frac{C_0}{2 \cdot \tan 2\beta \ell_0} \quad (60)$$

Diese Kurve ist im Bild 12 gestrichelt eingezeichnet. Das von uns im Abschnitt 5 gewählte Beispiel mit $\ell_0 = 20$ cm und $C = 20$ pF liegt ganz knapp neben dieser Kurve. In der Tat ergibt sich $a = 0,38$, $B_X Z_L = -2,36$, jedoch ein größeres $\ell_1 = 71,2$ cm. Da die Frequenzversetzung Δf proportional zu $a \cdot B_X$ ist, muß sich auch bis auf das Vorzeichen fast der gleiche Betrag für die Frequenzversetzung ergeben. Eine genaue Rechnung ergibt tatsächlich $\Delta f = +0,80$ kHz.

Zur Berechnung der Strom- und Spannungsverteilung sind direkt die Formeln (28 - 33) verwendbar, da dort ℓ_0 garnicht explizit auftritt und deshalb die Ersetzung nach Gleichung (53) entfällt. Man sieht sofort, daß der Stegstrom jetzt in der induktiven Randstellung maximal wird. Weil $\cos \beta \ell_1$ jetzt weniger als halb so groß wie im Fall der induktiven Kopplung ist, wird auch die Spannung U_c reduziert. In der kapazitiven Randstellung des Tuners geht die Spitzenfeldstärke auf 70 % gegenüber der gleichen Einstellung bei der induktiven Kopplung zurück.

Die Optimierung eines Zusatzleitwerts B_K in bezug auf minimale Feldstärke an der Koppelkapazität nach Gleichung (48) würde hier aber zu einem enormen Anstieg des Maximalstroms auf der Koppelleitung führen. Der Leistungserhöhungsfaktors entsprechend (47) wäre $\alpha_1 = 5,31$, ein vollständig unsinniger Wert.

Die Bedingung für das Verschwinden der Zusatzreaktanz $B_x = 0$ lautet im kapazitiven Fall:

$$\ell_1 = \ell_0 + n \cdot \lambda/2 \quad (61)$$

$$\frac{C_0}{C} = - \frac{2}{\tan 2\beta \ell_0} \quad (62)$$

$$a = 1/\tan^2 \beta \ell_0 \quad (63)$$

Weil (62) mit (40) identisch ist, gilt auch hier wegen $C > 0$ die Bedingung (43) mit den gleichen negativen Schlußfolgerungen.

Da die Spannungsüberhöhung an der Koppelkapazität für $B_K = 0$ sowieso schon viel geringer als im Fall induktiver Kopplung ist, bietet sich hier eine weitere Optimierung an, und zwar eine Optimierung der gesamten vom Generator aufzubringenden Verlustleistung. Die beiden Hauptbeiträge sind einerseits die Verluste auf der warmen Koppelleitung und andererseits die Verluste in den PIN-Dioden aufgrund des endlichen Flußwiderstands der Dioden, die gerade in der induktiven Randstellung des Tuners am größten sind. Ein typischer Fall ist, daß in dieser Randstellung der Anteil der Pindiodenverluste und der Anteil der Koppelleitungsverluste gleich groß sind. Für $B_T Z_L = \pm 2,22$ müßte dann $B_K Z_L = 0,46$ gewählt werden, dann wären die Gesamtverluste annähernd minimal.

Das würde bedeuten, daß man zum Tunerleitwert eine Kapazität von 16,3 pF parallel schalten müßte. Dabei wird natürlich die Feldstärke an der Koppelkapazität in der kapazitiven Randstellung für $Z_L B_T^+ = + 2,22$ weiter ansteigen und zwar für $B_K Z_L = + 0,46$ um lediglich 7 %.

Die theoretischen Ergebnisse, die eine kapazitive Trennstelle, also auch im Falle einer kapazitiv an den Resonator gekoppelten Leitung möglich erscheinen lassen, sollten am einfachsten an der Originalkoppelleitung mit Originalwendel bei Raumtemperatur gemessen werden. Dabei muß selbstverständlich ein Leistungstest entfallen. Die bei voller Stegspannung U_0 auftretenden Ströme und Spannungen können allerdings aus den Testmessungen hochgerechnet werden.

10. Zusammenfassung

Es wurde gezeigt, daß bei einer 90 MHz-Koppelleitung, bei der aus konstruktiven Gründen der Einbau der bekannten $\lambda/4$ -Serienverzweigung nicht möglich ist, der Grundgedanke der kapazitiven Trennung der Leiter zwecks Isolation der beiden Temperaturniveaus (hier: 2K-Niveaus des flüssigen Heliums und Raumtemperatur) angewendet werden kann.

Am Beispiel einer Reaktanzkoppelleitung wurde ermittelt, daß man mit der geringen Koppelkapazität von 20 pF auskommt und damit die in das Heliumbad eingeleitete Wärme erheblich reduzieren kann. Die Koppelkapazität konnte deswegen auf einen so kleinen Wert wie 20 pF gesenkt werden, weil erstens eine Stellbereichsverringerung um einen Faktor 2,5 in Kauf genommen wurde und zweitens die Trennstelle in einem geeigneten Abstand von der Resonatorkoppelstelle, nämlich 20cm, vorgesehen wurde. Diese Aussage gilt gleichermaßen für induktive Kopplung (Stegkopplung) als auch kapazitive (Stiftkopplung). Die Linearität wird durch eine Posaune, die sowieso beim Tuner vorhanden ist, abgeglichen. Mittels einer Stichleitung, die parallel zum Tuner angeschlossen wird, kann ohne Veränderung der Linearität eine gewünschte Optimierung der Strom-, Spannungs- bzw. Leistungsverteilung auf der Koppelleitung eingestellt werden. Geeignete Optimierungskriterien wurden vorgeschlagen und durchgerechnet.

Die Funktionsweise einer derartigen kapazitiven Trennung wurde in einem Modellexperiment für den Fall induktiver Resonatorkopplung erfolgreich demonstriert.

Die abgeleiteten Formeln sind so allgemein gehalten, daß sie für die Dimensionierung auch gänzlich anders gearteter HF-Koppelleitungen verwendet werden können. Es wurde nachgewiesen, daß bei Inkaufnahme

einer gewissen Spannungs- und Stromerhöhung die Trennstelle auch bei einer Energiespeiseleitung, bei der es auf korrekte Leistungsanpassung ankommt, eingesetzt werden kann. Dazu ist die Koppelkapazität C durch eine in Abstand ℓ_1 angebrachte Parallelinduktivität L (Formel (46)) zu kompensieren.

Literatur:

1. G. Hochschild, Phasensynchronisierung supraleitender Beschleunigungsresonatoren, Dissertation Universität Karlsruhe 1974
2. H. Deitinghoff, H. Klein, M. Kuntze, J.E. Vetter, E. Jaeschke, R. Repnow, Studie zum Bau eines Nachbeschleunigers für mittelschwere Ionen mit supraleitenden Helixresonatoren, KFK 2141, Kernforschungszentrum Karlsruhe, 1975
3. G. Hochschild, private Mitteilung
4. H. Meinke, F.W. Gundlach, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Springer 1968
5. D. Schulze, Entwicklungen zur HF-Regelung, (1976) unveröffentlicht
6. D. Schulze, Ponderomotorische Stabilität von HF-Resonatoren und Resonatorregelungssystemen, Dissertation Universität Karlsruhe, 1971
7. D. Schulze, Tunerprüfstand, (1975) unveröffentlicht
8. A. Hornung, Digitale Tunersteuerung, in Vorbereitung
9. A. Citron, J. Halbritter, M. Kuntze, H. Lengeler, J. Vetter: Entwicklungen auf dem Gebiet der Hochfrequenz-Supraleitung im Kernforschungszentrum Karlsruhe. KFK-Ext. 3/76-5
10. J. E. Vetter, private Mitteilung