

Interner Bericht
DESY H5/71-8
August 1971

DESY-Bibliothek
14. OKT. 1971

GEDANKEN ZUR TECHNISCHEN VERWIRKLICHUNG EINES TRANSVERSALEN

FAST-FEEDBACKS BEIM SPEICHERRING DORIS

von

R. Rossmann

1. EINLEITUNG

Bei Speicherringen ist die Lebensdauer und die erreichbare Luminosität unter anderem durch das Auftreten von Schwingungen des Strahles um seine Sollbahn begrenzt (transversale Schwingungen). Bei zunehmender Intensität nimmt die Neigung des Strahls, um seine Sollbahn Schwingungen auszuführen, zu. Es wurden daher bei den Speicherringen in Frascati (ADONE)¹ und SLAC (SPEAR)² Untersuchungen über die Dämpfung von transversalen Schwingungen durchgeführt.

Jeder Bunch schwingt, wenn er mit einem breiten Frequenzspektrum angeregt wird, nur mit der Betatronfrequenz. Alle anderen Frequenzen sind stark gedämpft. Setzt man voraus, daß die Bunche unabhängig voneinander schwingen, so kann jeder Bunch mit derselben Frequenz, aber mit beliebiger Phase schwingen. An einer Stelle des Rings aufgestellte Pick-up-Elektroden können für jeden Bunch eine andere Ablage messen. Der ruhende Beobachter wird daher den Eindruck haben, daß der Bunchzug mit einer bestimmten Frequenz oder einem Frequenzgemisch schwingt. Beim Fast-Feedback wird das von den Elektroden gemessene Signal verstärkt und an geeigneter Stelle auf den Strahl zurückgekoppelt (Abb. 1). Die Rückkoppelung auf den Strahl bewirkt eine Dämpfung der Schwingung. Bei der Auslegung des Fast-Feedbacks muß gewährleistet sein, daß die Rückwirkung nur auf den schwingenden Bunch und nicht auch auf seine Nachbarn erfolgt. Aus dieser Überlegung heraus kann man die erforderliche Bandbreite des Systems ermitteln. Die erforderliche Bandbreite des gesamten Feedbacks beträgt etwa 250 MHz, bei einem Bunchabstand von 2 nsec. (SPEAR benötigt nur eine Bandbreite von 20 MHz.)

Prinzipiell kann die Rückkoppelung auf drei verschiedene Arten erfolgen:

- a) Das Rückkoppelungssystem ist breitbandig (0-250 MHz).
- b) Anstelle des breiten Frequenzbandes (8 Oktaven) werden diskrete Frequenzen zurückgekoppelt (1 MHz und alle Oberwellen bis 250 MHz).
- c) Das Signal der Pick-up-Elektrode wird einer Oberwelle der Beschleunigungsfrequenz aufmoduliert und danach der Träger unterdrückt. Dieses Signal wird auf den Strahl zurückgekoppelt.

Die Methoden b) und c) haben den Vorteil, daß sie entweder aus schmalbandigen Frequenzen oder einer geringen relativen Bandbreite bestehen. In beiden Fällen kann man daher die Rückkoppelung über Resonanzsysteme durchführen und damit Verstärkerleistung sparen.

In den folgenden Kapiteln werden daher die beiden letzten Methoden auf ihre technische Realisierbarkeit hin untersucht.

2. DAS PRINZIP DES FAST-FEEDBACKS

Im folgenden soll nur das Prinzip erklärt werden. Die exakte Ableitung kann dem Bericht von Kohaupt ³ entnommen werden.

Ausgangspunkt der vereinfachten Überlegungen ist ein Bunch, der ständig ange- regt wird, mit der Betatronfrequenz zu schwingen. Die Bewegungsgleichung kann wie folgt angeschrieben werden:

$$x'' - \frac{2}{\tau} x' + \omega_{\nu}^2 x = 0$$

- x Ablage des Strahls
τ Zeitkonstante der Anregung
ω_ν Betatronfrequenz

Die Differentialgleichung hat folgende Lösung:

$$x = Ae^{\frac{t}{\tau}} \sin(\omega t + \phi)$$

Um die eingeprägte Schwingung zu dämpfen, muß der Term

$$- \frac{2}{\tau} x'$$

durch einen positiven Term z kompensiert werden, so daß gilt:

$$\left(- \frac{2}{\tau} + z \right) > 0$$

Bei Rückkoppelung erweitert sich die obige Differentialgleichung folgendermaßen:

$$x'' - \frac{2}{\tau} x' + \omega_v^2 x = C_x(t-t_0)$$

C Konstante, die von der technischen Auslegung der Rückkoppelung abhängt

t_0 Zeitpunkt der Messung

Da die Lösung der ungestörten Differentialgleichung zeitlich mit

$$\sin(\omega t)$$

variierte, variiert die um den Phasenvorschub von 90° rückgekoppelte Spannung mit

$$\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = -\cos\omega t$$

Dämpfung der Schwingung erhält man dann, wenn

$$C > \frac{2\omega}{\tau}$$

ist. Die Größe C berechnet sich folgendermaßen

$$C = \frac{K}{b \cdot m} \frac{\omega_0^2 \ell}{2\pi c} = \frac{eVc^2}{bdE} \frac{\omega_0^2 \ell}{2\pi c}$$

m Masse des Elektrons

K Kraft, die auf ein Elektron wirkt

e Elektronenladung

V Spannung an den Strahlbeeinflussungselektroden

c Lichtgeschwindigkeit

E Teilchenenergie

b Amplitude der Teilchen an den Meßplatten

d Abstand der Strahlbeeinflussungselektroden voneinander

ℓ Länge der Beeinflussungsplatten

ω_0 Umlauffrequenz

$V = g V_0$; g ... Verstärkung des Systems, V_0 ... Spannung an den Meßplatten

Für folgende Werte benötigt man eine Verstärkung von ca. $2 \cdot 10^8$ für 1 cm Länge der Strahlbeeinflussungsplatten:

$$E = 3 \text{ GeV}, b = 0,1 \text{ cm}, d = 5 \text{ cm}, \omega = 10 \text{ MHz}, \omega_0 = 1 \text{ MHz}, \tau = 10^{-5} \text{ sec.}$$

$$V_0 = 1 \text{ mV}$$

Bei einer Plattenlänge von 2 m käme man bei den angegebenen Werten auf eine Spannung von 1 kV.

Unterstellt man, daß dieses vereinfachte Modell den tatsächlichen Verhältnissen entspricht, so zeigt sich, daß die zur Rückkoppelung erforderlichen Spannungen beziehungsweise Leistungen von keinem kommerziellen Breitbandverstärker geliefert werden können. Es ist daher notwendig, Resonanzüberhöhung und Leistungsverstärkung zu kombinieren, um annähernd in die Größenordnung der erforderlichen Spannung zu gelangen.

3. ERMITTLUNG DES BENÖTIGTEN FREQUENZSPEKTRUMS

Bei vollständiger und homogener Füllung des Speicherrings sieht ein ruhender Beobachter jede 2 nsec einen Bunch. Die zeitliche Änderung der Ladung kann daher wie folgt angeschrieben werden:

$$f(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c_i e^{ji\omega_0 t}$$

$$\omega_0 \dots\dots 500 \text{ MHz}$$

Schwingt ein einzelner Bunch mit der Betatronfrequenz, so kommt zu der 500 MHz Struktur in erster Näherung noch eine Struktur der Umlauffrequenz von 1 MHz:

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n e^{jn\omega_1 t}$$

$$\omega_1 \dots\dots 1 \text{ MHz}$$

Da die Ablage durch die Differenz der induzierten Signale an zwei Platten gemessen wird, wird mit einer linearen Meßanordnung folgende Größe gemessen:

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} (a_{n1} - a_{n2}) e^{jn\omega_1 t} + \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c_i e^{ji\omega_0 t}$$

Die Koeffizienten a_{n1} und a_{n2} beschreiben die Empfindlichkeit der Meßapparatur. Die Messung der Ablage stellt somit eine Faltung von zwei Funktionen dar. Da die 500 MHz Struktur durch die Bunchdimension festgelegt ist, ist die 1 MHz-Struktur eine nichteindeutige Funktion. Im folgenden soll untersucht werden, wie die Funktion

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n e^{jn\omega_1 t}$$

aussehen kann. Daraus kann der technisch günstigste Frequenzgang für die Rückkoppelung ermittelt werden:

a) Rechteckförmiger Frequenzgang (Abb. 2a)

$$F(j\omega) = \begin{cases} 0 & \text{für } f < -f_B \\ 0 & \text{für } f > +f_B \\ 1 & \text{für } -f_B < f < +f_B \end{cases}$$

Wird der Bunch durch einen Dirac-Puls ersetzt, ergibt die Rücktransformation in den Zeitbereich:

$$f(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} F(\delta) F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = 2f_B \operatorname{si}\left(\frac{\pi}{2} \frac{t}{t_B}\right)$$

mit

$$t_B = \frac{1}{4f_B} ; \operatorname{si}(x) = \frac{\sin x}{x} \quad \text{und} \quad F(\delta) = 1$$

Diese Funktion ist in Abb. 2a dargestellt. Nach der obigen Annahme, daß nur ein einziger Bunch schwingt, müssen die anderen Bunche nach Abb. 2a an den Stellen -4, -2, 2, 4 usw. liegen. Die daraus sich ergebende Bandbreite ist demnach

$$f_B = \frac{1}{4t_B} = 250 \text{ MHz}$$

$$2 \cdot t_B = \text{Bunchabstand} = 2 \cdot 10^{-9} \text{ sec.}$$

b) Cosinusförmiger Frequenzgang:

$$F(j\omega) = \begin{cases} 0 & \text{für } f < -2f_B \\ 0 & \text{für } f > +2f_B \\ \frac{1}{2} (1 + \cos(\frac{\pi}{2} \frac{f}{f_B})) & \text{für } -2f_B < f < +2f_B \end{cases}$$

Die Rücktransformation ins Zeitbereich ergibt (Abb. 2b)

$$f(t) = 2f_B \operatorname{si}\left(\pi \frac{t}{t_B}\right) \frac{1}{1 - \left(\frac{t}{t_B}\right)^2}$$

mit

$$t_B = \frac{1}{4f_B}$$

Die Bandbreite ist doppelt so groß wie bei der rechteckigen Frequenzfunktion. Es wird jedoch zugelassen, daß bei höheren Frequenzen die Dämpfung des Verstärkers und des Übertragungssystems größer ist.

c) Gaußförmiger Frequenzgang

$$F(j\omega) = e^{-\left(\frac{t}{t_B}\right)^2 \ln 2}$$

Die Rücktransformation ergibt (Abb. 2c)

$$f(t) = 2f_B \sqrt{\frac{\pi}{4 \ln 2}} e^{-\left(\frac{t}{t_B}\right)^2 \ln 2}$$

mit

$$t_B = \frac{\ln 2}{\pi f_B}$$

Je nachdem ob man für den nächsten Bunch eine Spannung zuläßt, die um zwei oder drei Halbwertsbreiten abgefallen ist, ergibt sich eine Bandbreite von 670 bzw. 1000 MHz.

Gelingt es aus technischen Gründen nicht, einen rechteckförmigen Frequenzgang zu realisieren (größere Dämpfung bei hohen Frequenzen), muß der Frequenzgang über 250 MHz erweitert werden, etwa durch Kombination von Fall a und Fall b.

In den bisher diskutierten Fällen wurde nur ein schwingender Bunch angenommen: Schwingen mehrere Bunche unabhängig voneinander, so wird an den Meßplatten folgende Funktion gemessen:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (a_{n1} z - a_{n2} z^{-1}) e^{jn\omega_1 t} \\ \text{Zahl der} \\ \text{schw. Bunche} \end{array} \right\} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c_i e^{ji\omega_0 t}$$

Die Breite und der benötigte Frequenzgang des Verstärkers wird durch mehrere schwingende Bunche nicht beeinflusst.

4. FEEDBACK-SYSTEME MIT RESONANZÜBERHÖHUNG

Die beiden Rückkopplungssysteme, bei denen Resonanzüberhöhung zur Vergrößerung der Beeinflussungsspannung verwendet wird (Verringerung der relativen Bandbreite, Beschränkung auf diskrete Frequenzen, siehe Einleitung) unterscheiden sich ähnlich wie die Methoden der Frequenzermittlung bei einmaligen und periodischen Vorgängen: Integrations- und Summationsverfahren.

a) Integrationsverfahren:

Beim Integrationsverfahren wird die an den Pick-up-Elektroden gemessene Ablage (Frequenzbereich 0-250 MHz) einer Vielfachen der Hochfrequenz aufmoduliert und dann die Trägerfrequenz eliminiert. Das auf diese Weise erhaltene Spektrum hat die Form

$$\left\{ \sum_z \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (a_{n1} z - a_{n2} z^{-1}) e^{jn\omega_1 t} \right\} e^{ji\omega_0 t}$$

Die Phase des rückgekoppelten Signals hängt von der Phase des aufmodulierten Signals ab, da die Phase des Trägers bei jedem Bunch gleich ist. Bei diesem

Verfahren bleibt die absolute Bandbreite unverändert, die relative wird jedoch verringert:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{1}{i}$$

mit $500 \cdot i$ MHz = Trägerfrequenz

Für die Resonanzverstärkung gilt dann

$$V = \frac{A}{1+B\left(\frac{1}{i}\right)^2}$$

A und B Konstante

Die Verstärkung wird umso größer, je größer n ist. Der Erhöhung der Trägerfrequenz sind jedoch zwei Grenzen gesetzt: Der gesamte Bunch muß eine konstante Spannung sehen und die Wellenlänge muß groß gegenüber dem Innendurchmesser der Vakuumkammer sein. Die Trägerfrequenz kann daher, wenn Cavities zur Resonanzüberhöhung verwendet werden, nicht größer als 2 bis 3 GHz sein.

b) Summationsverfahren:

Bei diesem Verfahren ist der Frequenzgang des Rückkoppelnetzwerks selektiv. Nur ganzzahlige Vielfache von 1 MHz werden verstärkt. Als Resonator können sogenannte Kabelresonatoren verwendet werden. Bei einem $\lambda/4$ Resonator verwendet man ein Stück Kabel, das an einem Ende offen, am zweiten Ende kurzgeschlossen ist (Abb. 3). Für alle Frequenzen, für die die elektrische Kabellänge

$$s = (2n+1) \frac{\lambda}{4} \quad n \dots \text{ganzzahlig}$$

ist, entsteht am offenen Ende eine Spannungsüberhöhung. An diesem offenen Ende kann ein Kondensator angebracht werden. Über die beiden Kondensatorplatten wird die Spannung auf den Strahl zurückgekoppelt. Der Resonator hat jedoch den Nachteil, daß nur die drittharmonischen der Grundfrequenz Resonanzeigenschaften aufweisen. Es müssen daher insgesamt acht Resonatoren aufgestellt werden, die den gesamten Frequenzbereich zwischen 1 und 250 MHz überstreichen können.

Die Frequenzen für die einzelnen Resonatoren sind in Tabelle 1 angeführt. Geht man vom technischen Konzept der Kabelresonatoren aus, ergeben sich drei Realisierungsmöglichkeiten:

- ba) Jeder Resonator besitzt eine eigene Pick-up Elektrode und einen eigenen Verstärker.
- bb) Das Signal zwischen 1 und 250 MHz wird von einer einzigen Pick-up-Elektrode aufgenommen, verstärkt, danach verteilt und den Resonatoren zugeführt.

| Grundfrequenz MHz | Nachfolgende Frequenzen MHz | Gesamtzahl der Frequenzen |
|----------------------|--------------------------------|------------------------------|
| 1 | 3, 5, 7, 9 | 125 |
| 2 | 6, 10, 14, | 63 |
| 4 | 12, 20, 28 | 31 |
| 8 | 24, 40, 56 | 16 |
| 16 | 48, 80, 112 | 8 |
| 32 | 96, 160, 224 | 4 |
| 64 | 192 | 2 |
| 128 | ----- | 1 |

Tab. 1: Die Frequenzen der einzelnen Resonatoren

bc) Das Signal wird von einer einzigen Pick-up-Elektrode aufgenommen und verstärkt. Der Resonator ist so ausgelegt, daß er durch Kunstgriffe für alle Frequenzen Resonanzeigenschaften aufweist.

Da der Fall bc) die technischen Schwierigkeiten der Fälle ba) und bb) beinhaltet, soll im folgenden nur eine Lösungsmöglichkeit für den Fall bc) angegeben werden.

5. DER AUFBAU DES SUMMATIONSRESONATORS

Jedes Leitungsstück kann als Vierpol ⁴ beschrieben werden

$$\begin{pmatrix} U_a \\ I_a \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} U_E \\ I_E \end{pmatrix}$$

U_a Eingangsspannung

I_a Eingangsstrom

U_E Ausgangsspannung

I_E Ausgangsstrom

A Übertragungsmatrix

Die Übertragungsmatrix hat die Form:

$$\begin{pmatrix} \cosh \gamma l & z \sinh \gamma l \\ \frac{1}{z} \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{pmatrix}$$

mit

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

l Länge des Leiterstücks

α Dämpfungsmaß

β $\frac{2\pi}{\lambda}$

z Wellenwiderstand des Kabels

Für $\alpha = 0$ (verlustfreies Kabel) wird die Übertragungsmatrix

$$\begin{pmatrix} \cos \beta l & z j \sin \beta l \\ \frac{j}{z} \sin \beta l & \cos \beta l \end{pmatrix}$$

Demnach ist die Eingangsimpedanz eines Vierpols in Abhängigkeit vom Abschlußwiderstand gegeben durch:

$$Z_a = \frac{Z_e \cos \beta l + Z \sin \beta l}{j \sin \beta l \cdot \frac{Z_e}{Z} + \cos \beta l}$$

Z_a Eingangswiderstand

Z_e Abschlußwiderstand

Der in Abb. 3 dargestellte Kabelresonator soll so dimensioniert werden, daß er bei 1, 3, usw. MHz Resonanzeigenschaften aufweist. Um den Resonator auch für 2, 6, usw. MHz resonant zu machen, kann man folgendermaßen vorgehen: In der Mitte des $\lambda/4$ Resonators für 1 MHz wird ein weiterer $\lambda/4$ Resonator für 1 MHz angeschlossen (Abb. 4). Am Verzweigungspunkt entsteht somit eine neue aus den Impedanzen der beiden Kabelstücke resultierende Impedanz, für die folgende Beziehung gilt:

$$Z_{ar} = j Z \frac{\sin \beta l_1 \sin \beta l_2}{\sin(\beta l_1 + \beta l_2)}$$

Z_{ar} resultierende Impedanz

Setzt man in diese Gleichung die Werte für 1 MHz ein:

$$l_1 = \frac{\lambda}{8} ; l_2 = \frac{\lambda}{4}$$

so ergibt sich für die resultierende Impedanz:

$$Z_{ar} = jZ$$

Die so erhaltene Impedanz ist identisch mit der Impedanz ohne zusätzliches $\lambda/4$ -Stück. Eingesetzt für 2 MHz

$$l_1 = \frac{\lambda}{4} ; l_2 = \frac{\lambda}{2}$$

ergibt eine sich resultierende Impedanz von

$$Z_{ar} = 0$$

Daraus folgt, daß im vorliegenden T-förmigen Resonator alle drittharmonischen von 1 und 2 MHz schwingen können. Bei den Kondensatorplatten besitzen beide Frequenzen einen Spannungsbauch.

Die Erweiterung für alle anderen Frequenzen kann nun nach folgendem Schema erfolgen: Ersetzt man in Schaltung Abb. 4 den Kondensator durch eine Spannungsquelle (Abb. 5) und berechnet man die Impedanz, die diese Quelle sieht für 1 und 2 MHz, so ergibt sich für beide Frequenzen der Wert unendlich. Die Spannungsquelle sieht somit einen Sperrkreis für 1 und 2 MHz und deren Drittharmonische. Speist man jedoch die Schaltung Abb. 5 mit 4 MHz, so sieht die Quelle die Impedanz 0. Schließt man nun den T-Resonator eine Viertelwellenlänge für 4 MHz von den Platten an, erhält man einen Resonator für 1, 2, 4 MHz und deren Drittharmonischen, da alle Strecken rechts der Anschlußstelle Sperrkreise für 4 MHz sind.

Dieses Verfahren läßt sich beliebig oft wiederholen: Aus zwei gleichartigen Resonanzkreisen für 1, 2, 4 MHz und deren Drittharmonischen läßt sich ein Resonanzkreis für 1, 2, 4, 8 MHz und deren Drittharmonischen bauen.

Diese Überlegungen zeigen, daß der Kabelaufwand mit jeder neuen Frequenz um den Faktor 2 wächst. Es sollte daher noch genau untersucht werden, ob man nicht auf die höchsten Frequenzen (64 und 124 MHz) verzichten kann.

Da die Grundfrequenz von 1 MHz einen Kabelresonator von etwa 100 m Länge erfordert, muß noch geprüft werden, ob es nicht möglich ist, "künstliche" Kabel mit diskreten L-C-Gliedern zu verwenden, um auf diese Weise die benötigten Kabellängen wesentlich zu verkürzen. Bei Verwendung von diskreten L-C-Gliedern kann auch die Kapazität für die Rückkoppelung auf den Strahl entsprechend höher sein, ohne daß die Resonanzfrequenz verstimmt wird. Man kann auf diese Weise die Leistungersparnis durch Spannungsüberhöhung und langen Platten gleichzeitig ausnutzen. Die Güte Q eines Resonators ist durch die Beziehung

$$Q = \frac{\beta}{2\alpha} = \frac{\pi}{\lambda\alpha}$$

gegeben. Mit zunehmender Frequenz nimmt auch α zu, die Wellenlänge wird jedoch kürzer, so daß bei geeigneter Wahl des Kabels die Güte annähernd frequenz-

unabhängig ist. Für sogenannte Luftkabel (z. B. Phelps Dodge SLCC 158-50) kann man theoretisch Güten für alle Frequenzen von besser 100 erhalten. Realistisch scheint es jedoch zu sein, im Frequenzbereich zwischen 1 und 250 MHz eine Spannungsüberhöhung von 10 gegenüber einem 50 Ohm-System anzustreben. Wollte man mit einem 50 Ohm-System ohne Resonanzeigenschaften eine gleiche Spannung wie beim resonanten System erhalten, müßte die Leistung um den Faktor 100 gesteigert werden.

6. DIE AUFSPALTUNG DER FREQUENZEN UND DIE ANKOPPELUNG AN DEN RESONATOR

Da die Ankoppelung des Resonators über einen Kurzschluß erfolgt, muß der Ausgang des Verstärkers an diesen Kurzschluß angepaßt werden. Eine exakte Anpassung an einen idealen Kurzschluß ist jedoch nicht möglich. Jeder Kurzschlußbügel stellt jedoch einen wenn auch geringen Widerstand dar. Die Anpassung an diesen endlichen Widerstand erfolgt zweckmäßig über einen $\lambda/4$ Transformator. Die oben angegebene Beziehung für den Eingangswiderstand eines Kabelstücks Z_a vereinfacht sich für ein Kabelstück der Länge $\lambda/4$ zu folgendem Ausdruck:

$$Z_a = \frac{Z^2}{Z_e}$$

Um eine optimale Anpassung für 1 MHz und deren Drittharmonischen zu erhalten, benötigt man daher ein Kabel von der Länge $\lambda/4$ mit einem möglichst geringen Wellenwiderstand. Dieses Kabel kann wiederum ein "künstliches" Kabel sein. Bei Anschluß von weiteren Kabeln nach dem in Abb. 4 und 5 angegebenen "Resonatorschema" mit beliebigem Wellenwiderstand wird eine Verteilung der einzelnen Frequenzen mit gleichzeitiger Anpassung an einen Kurzschluß erreicht. In Abb. 6 ist dieses Prinzip skizziert. Da alle Anschluß-Kabelstücke für die entsprechenden Frequenzen $\lambda/2$ -Stücke darstellen, ist ihre Impedanz unwichtig ($\lambda/2$ Transformator). Ihre Aufgabe als Sperrkreise erfüllen sie jedoch unabhängig von der Größe ihres Wellenwiderstandes, wie schon oben gezeigt wurde. Für die Anpassung ist einzig und allein der $\lambda/4$ -Transformator für 1 MHz entscheidend. Er allein muß einen geringen Wellenwiderstand aufweisen.

Danksagung:

Den Herren Gerke, Kohaupt und Lehnart danke ich für nützliche Diskussion.

7. Literaturverzeichnis

- 1 Tazzari: Laboratori Nazionali di Frascati, Memorandum interno SC-15
- 2 Richter, B.: Feedback System for Stabilization of Coherent Oscillations in SPEAR, SPEAR-25, März 1970
- 3 Kohaupt, R.D.: Technische Notiz, DESY H1-1
- 4 Unger, H.G.: Theorie der Leitungen, Vieweg 1966

8. Verzeichnis der Abbildungen

- Abb. 1: Prinzip des Fast-Feedbacks: a..Pick-up-Elektrode, b... Verstärker, c... Rückkoppelungselektrode
- Abb. 2: Frequenzgang des Rückkoppelnetzwerkes und Transformation in den Zeitbereich
- a) rechteckförmiger Frequenzgang
 - b) cosinusförmiger Frequenzgang
 - c) gaußförmiger Frequenzgang
- Abb. 3: Prinzip des $\lambda/4$ Kabelresonators
- Abb. 4: Erweiterung des Resonators für 1 MHz zu einem Resonator für 1 und 2 MHz
- Abb. 5: Schaltung zur Ermittlung der Eingangsimpedanz des Resonators
- Abb. 6: Verteilung und Anpassung der Frequenzen. Darstellung der Verteilung für 1 und 2 MHz.

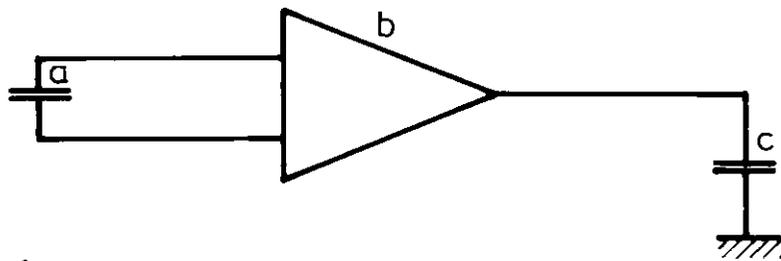


Abb. 1

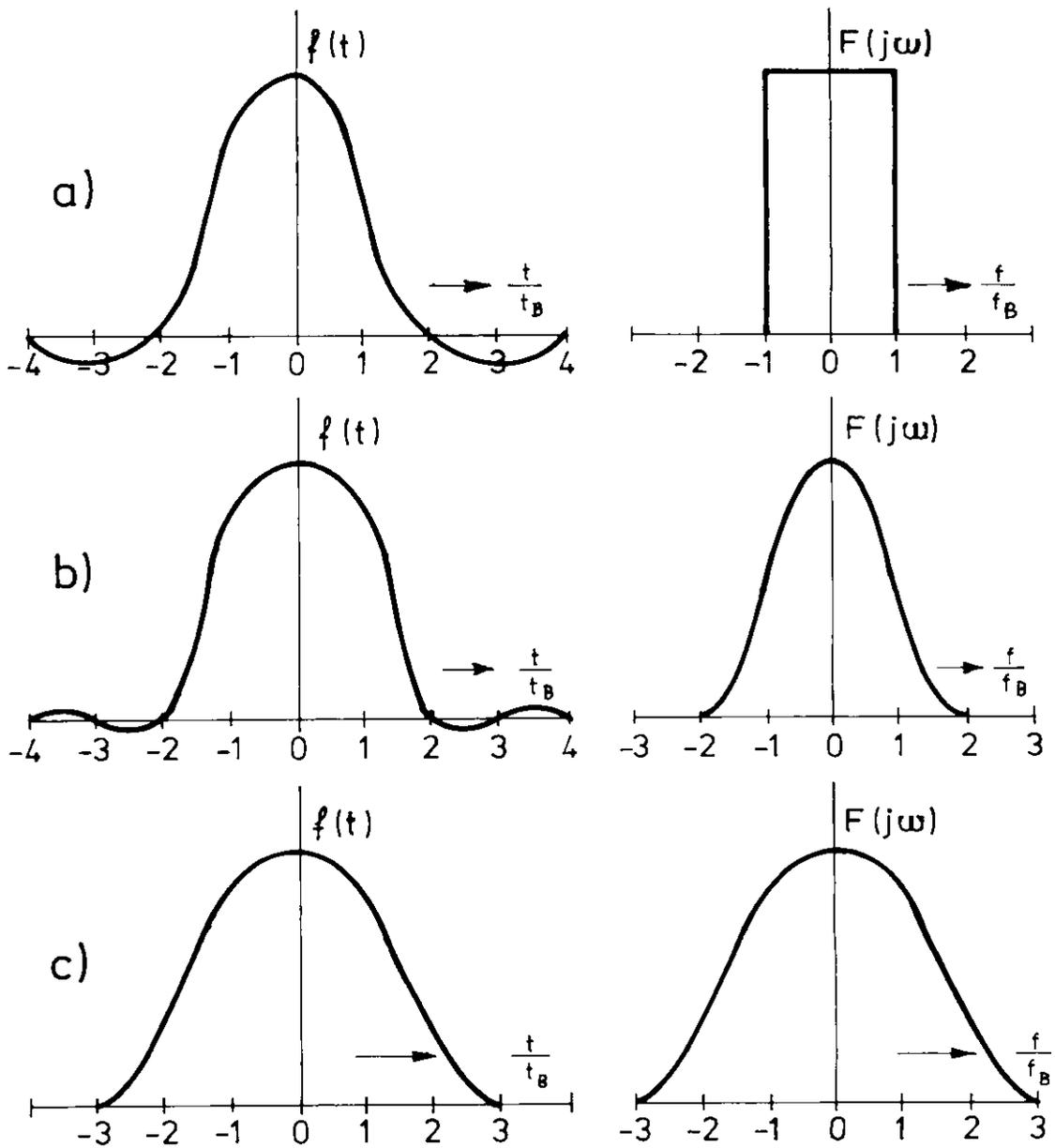


Abb. 2

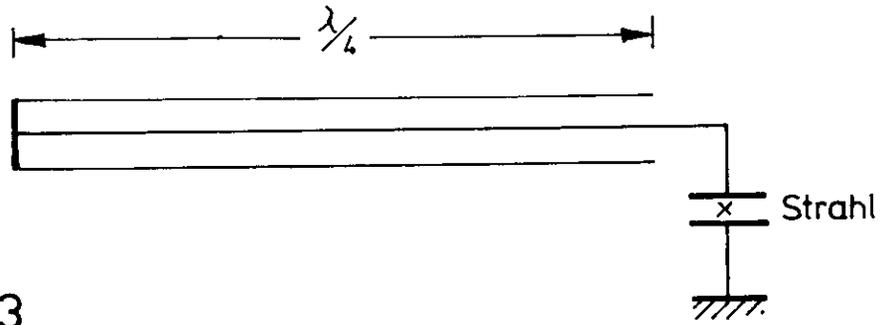


Abb. 3

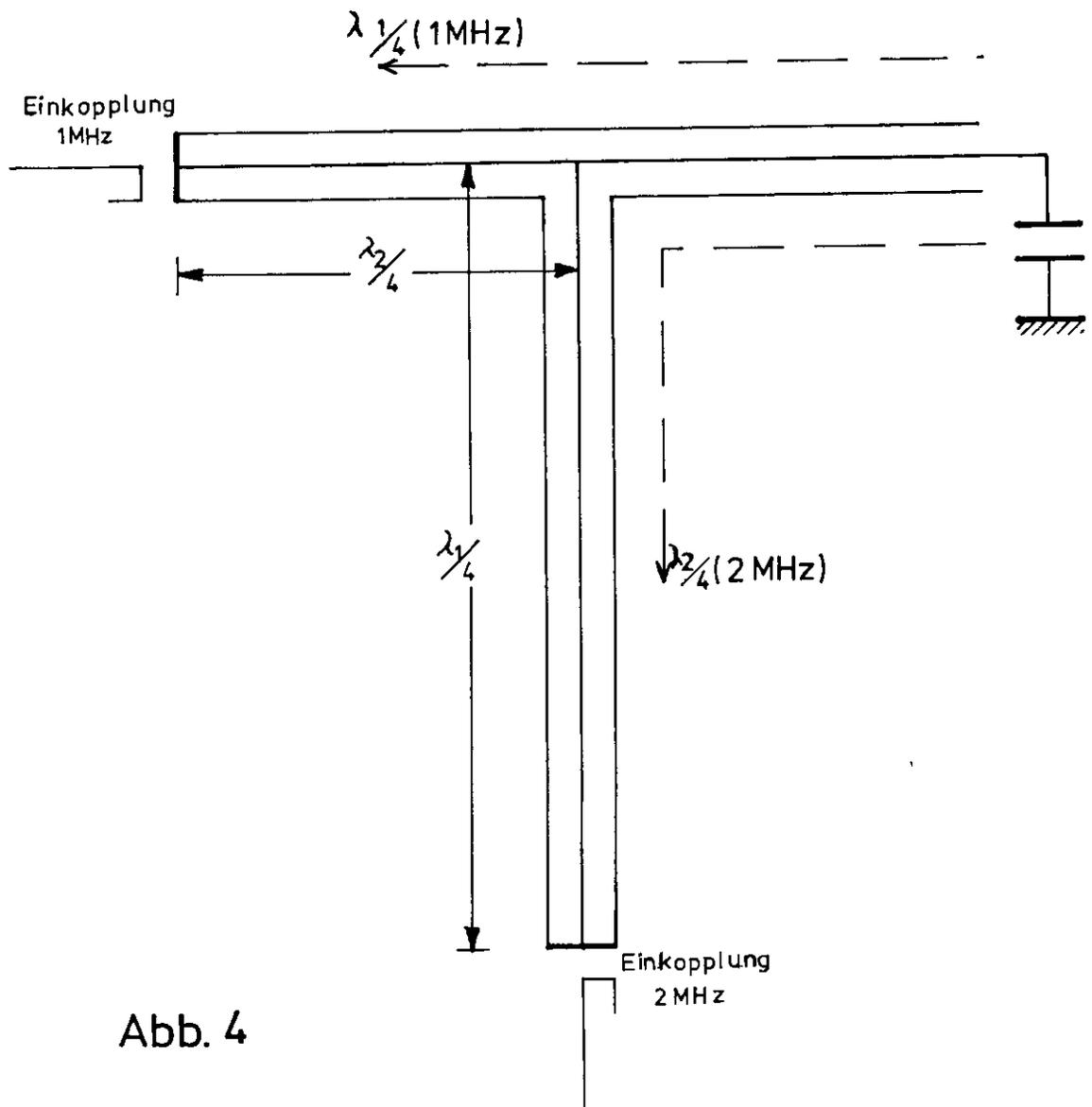


Abb. 4

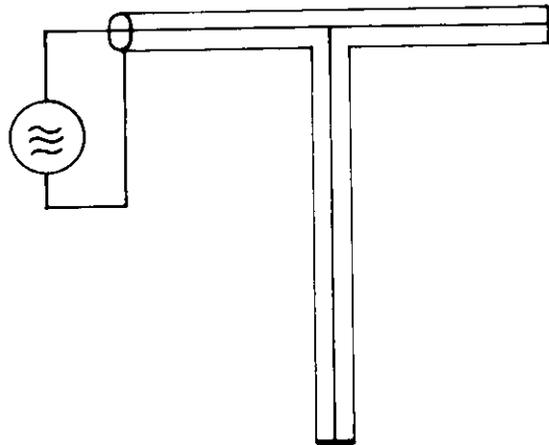


Abb. 5

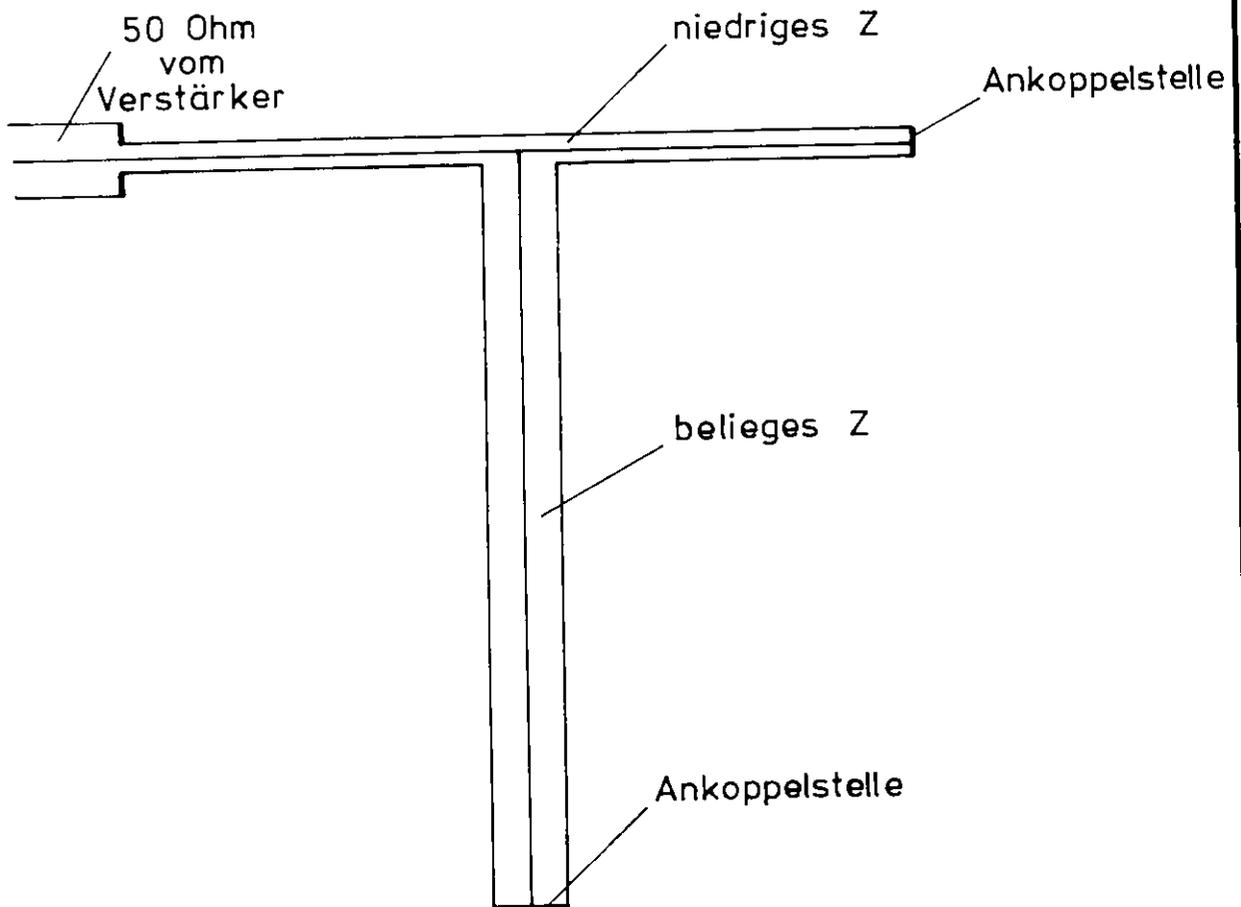


Abb. 6

