

Prom. Nr. 3025

**Automatische Frequenzmessung
im Mikrowellengebiet mit kurzer Messzeit
und hoher Genauigkeit**

V o n d e r
Eidgenössischen Technischen
Hochschule in Zürich

zur Erlangung
der Würde eines Doktors der technischen Wissenschaften
genehmigte

PROMOTIONSARBEIT

vorgelegt von

KURT SCHIESS

dipl. El.-Ing. E. T. H.

von Herisau und Wallisellen

Referent: Herr Prof. Dr. F. Tank

Korreferent: Herr Prof. H. Weber

Juris-Verlag Zürich

1960

Leer - Vide - Empty

Meinen Eltern

und

meiner Frau

Leer - Vide - Empty

Vorwort

Die vorliegende Arbeit wurde am Institut für Hochfrequenztechnik an der Eidgenössischen Technischen Hochschule unter der persönlichen Leitung meines verehrten Lehrers,

Herrn Prof. Dr. F. Tank

ausgeführt. Ich danke Herrn Prof. Tank an dieser Stelle für die Unterstützung und das rege Interesse, das er dieser Arbeit immer entgegengebracht hat.

Die Durchführung der Arbeit wurde ermöglicht durch einen Beitrag aus der Schenkung von Brown Boveri & Co. an die Eidg. Technische Hochschule, wofür der aufrichtigste Dank ausgesprochen sei.

Die mechanischen Arbeiten sind am Institut für Hochfrequenztechnik von Herrn W. Figel und Herrn O. Meier ausgeführt worden; ihnen gebührt mein Dank für ihre einwandfreie und präzise Arbeit.

Leer - Vide - Empty

INHALTSVERZEICHNIS

Abkürzungen und Symbole	8
Einleitung	9
1. UEBLICHE MESSMETHODEN	10
1.1. Der Hohlraumresonator	10
1.2. Paramagnetische Resonanz	10
1.3. Ueberlagerungsprinzip	11
1.4. Vergleich mit Marker-Frequenzen	12
2. OBERWELLEN-DURCHSTIMM-METHODEN	14
2.1. Durchstimm-Probleme	14
2.2. Verfahren mit hoher Zwischenfrequenz	17
2.2.1. System	17
2.2.2. Genauigkeit	19
2.2.3. Rechenprogramm	22
2.3. Verfahren mit niederer Zwischenfrequenz	23
2.3.1. System	23
2.3.2. Genauigkeit	24
2.3.3. Rechenprogramm	26
3. EXPERIMENTELLER TEIL	26
3.1. Messgerät	27
3.1.1. Variabler Oszillator	27
3.1.2. Vervielfachung und Mischung	29
3.1.3. Signal-ZF-Verstärker	30
3.1.4. Video-Teil	31
3.1.5. Marker, Mischung und ZF	31
3.1.6. Interpolation	32
3.2. Rechengerät	34
3.2.1. Einzählen	35
3.2.2. Division	37
3.2.3. Multiplikation	41
3.2.4. Programm-Steuerung	44
3.3. Messungen	45
Zusammenfassung, Summary	49
Literaturverzeichnis	50
Lebens- und Bildungsgang	51

Abkürzungen und Symbole

f_x	unbekannte Frequenz
f_M	Markerfrequenz
f_z	Zwischenfrequenz
f_R	Referenzfrequenz
f_c	Rechenfrequenz
F	Frequenzbereich
B	Bandbreite
n	Oberwellenfaktor
T_s	Durchstimmzeit
Q	Gütefaktor
KO	Kathodenstrahloszillograph
ZF	Zwischenfrequenz

Einleitung

Ein ideales Frequenzmessgerät erfüllt folgende vier Bedingungen:

- Grosse Genauigkeit
- Kleine Messzeit
- Grosser Frequenzbereich
- Kleine Messleistung
- Einfache Handhabung

Die üblichen Messmethoden genügen, wie später gezeigt wird, nur einer bis höchstens drei dieser Bedingungen mehr oder weniger gut. In der vorliegenden Arbeit wird jedoch eine Methode untersucht und beschrieben, die gestattet, in einer kurzen Zeit (kleiner als 1 Sekunde) mit guter Genauigkeit ($5 \cdot 10^{-5}$) in einem grossen Bereich (4 000 - 10 000 MHz) Frequenzen zu messen. Die benötigte Leistung beträgt weniger als 2 mW, wobei die Handhabung äusserst einfach ist.

Bei dem neuen Verfahren werden Oberwellen eines automatisch durchgestimmten Oszillators mit der zu messenden Frequenz verglichen. Während des Durchstimmens findet eine kontinuierliche Ausmessung der Grundwelle statt; gleichzeitig werden entsprechende Werte in ein Rechenggerät gegeben, das die unbekannte Frequenz sofort ermittelt und digital, d. h. in Ziffern, anzeigt.

Speziell bei guter Messgenauigkeit ist eine kurze Messzeit wichtig, denn dadurch können zeitliche Frequenzänderungen von Oszillatoren erfasst und kontrolliert werden.

1. UEBLICHE MESSMETHODEN

1.1. Der Hohlraumresonator

Der Hohlraum-Resonator ist eines der einfachsten Mittel um Mikrowellen-Frequenzen zu messen. Meist ist er als Absorptionswellenmesser ausgeführt. Die Resonanzfrequenz ergibt sich im wesentlichen aus den Abmessungen des Hohlraumes. Daraus folgt ein Temperaturkoeffizient, der für Messing als Baumaterial bei 10 000 MHz etwa $200 \text{ kHz}/^{\circ}\text{C}$ beträgt. Für Invar reduziert sich dieser Wert auf etwa $15 \text{ kHz}/^{\circ}\text{C}$. Zusätzlich kommen noch die Einflüsse von Luftfeuchtigkeit und Druck hinzu.

Die erreichbare Messgenauigkeit bzw. der relative Fehler liegt bei ca. $4 \cdot 10^{-4}$.

Da im Extremfall der ganze Resonator durchgestimmt werden muss, dauert eine Messung etwa 30 - 60 Sekunden, also ziemlich lang. Der Messbereich ist meist durch die Dimensionen der Hohlleiter gegeben und überdeckt höchstens ein "Band"; z. B. X-Band 8 200 - 12 400 MHz. Dem entspricht ein Bereich von ungefähr $\pm 20\%$ beidseitig der Bandmitte. Die benötigte Leistung hängt vom Indikator ab und beträgt im Mittel 1 mW, bei sehr selektiven Messungen etwas weniger.

1.2. Paramagnetische Resonanz (1)*

Die paramagnetische Resonanz entsteht bei Uebergängen zwischen zwei Energiezuständen eines paramagnetischen Körpers die proportional einem angelegten Magnetfeld separiert werden. Die Resonanzfrequenz ist proportional dieser Energie-Stufung:

$$f_x = \gamma \cdot H_0$$

wobei γ das sogenannte gyromagnetische Verhältnis darstellt (2.8 MHz/Oersted). Als Material wird in der Regel Hydrazyl verwendet.

*) Siehe Literaturverzeichnis, Seite 50, 1).

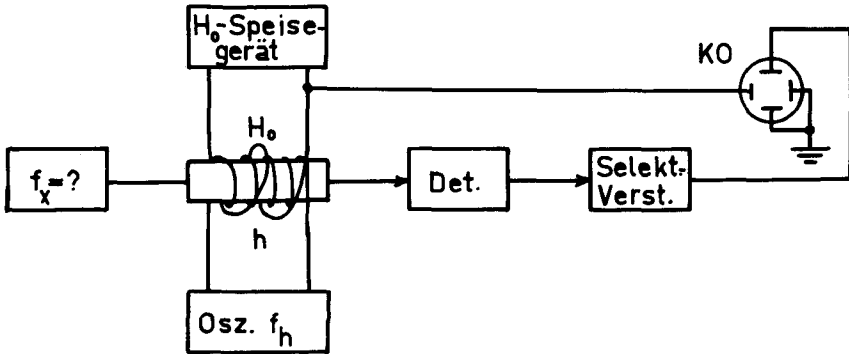


Fig. 1. Blockschema für Frequenzmesser mit paramagnetischer Resonanz

Figur 1 zeigt das Blockschema der Messapparatur. Ein sägezahnförmig, langsam variables Magnetfeld H_0 wird an ein hydrazylgefülltes Koaxialelement angelegt. Zusätzlich wird diesem statischen Feld ein Wechselfeld h mit der Frequenz f_h von zirka 1 000 Hz überlagert. Dadurch wird das unbekannte Signal mit f_h amplitudenmoduliert, so dass nach einer Gleichrichtung die Frequenz f_h selektiv verstärkt werden kann, womit die y-Ablenkung eines KO angesteuert wird. Die Zeitbasis wird durch den Sägezahn von H_0 dargestellt. Durch die Ueberlagerung des Wechselfeldes ergibt sich eine bessere Empfindlichkeit und eine schärfere Ablesung.

Die Bandbreite dieses Systems ist sehr gross z. B. 600 - 4 000 MHz; dagegen treten bei höheren Frequenzen (über 8 000 MHz) gewisse Komplikationen auf, da H_0 sehr gross wird. Bei dieser Anordnung wird die Frequenzmessung auf eine Strommessung reduziert, weshalb die Genauigkeit derjenigen einer Strommessung entspricht.

Die Messzeit entspricht derjenigen einer Strommessung; wenn dagegen Markerfrequenzen vorhanden sind, wird nur eine Vergleichsmessung nötig, die dank dem Oszillographen relativ rasch möglich ist und deren Genauigkeit bei $2 \cdot 10^{-4}$ liegt.

Ein grosser Vorteil dieses Systems liegt im sehr kleinen Leistungsbedarf des zu messenden Signals, der in der Grössenordnung Mikrowatt liegt.

1.3. Ueberlagerungsprinzip

Bei einer Ueberlagerungsmessung wird die zu messende Frequenz mit einer bekannten genauen Frequenz gemischt und die entstehende Zwischenfrequenz gemessen.

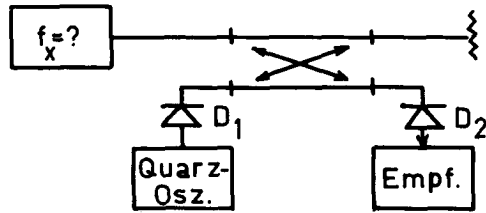


Fig. 2. Prinzipschema einer Ueberlagerungsmessung

Eine Quarzfrequenz wird vervielfacht (D_1) und mit der zu messenden Frequenz f_x über einen Richtungskoppler auf einen Kristall (D_2) gegeben. Durch die Mischung entstehen Zwischenfrequenzen, die in einem Empfänger gemessen werden.

Diese Methode liefert Ergebnisse mit einer Genauigkeit von 10^{-5} . Allerdings dauert eine Messung ziemlich lange, denn die Zwischenfrequenz muss auf einem breitbandigen Empfänger gesucht werden. Dagegen werden Stabilitätsmessungen über eine gewisse Zeit sehr einfach, da die Empfangsfrequenzen benachbart sind. Die benötigte Leistung hängt von der Empfindlichkeit des Empfängers ab, sie ist auf alle Fälle sehr viel kleiner als 1 mW. Der Messbereich hängt vom Aufbau ab:

Ein Hohlleiteraufbau ist auf den Frequenzbereich der Hohlleiter beschränkt, wogegen ein koaxialer Aufbau auf Kosten der Empfindlichkeit sehr breitbandig wird.

1.4. Vergleich mit Marker-Frequenzen

Dieses System erlaubt eine automatische und daher rasche Frequenzbestimmung. Allerdings muss der Lokal-Oszillator elektronisch abgestimmt werden können.

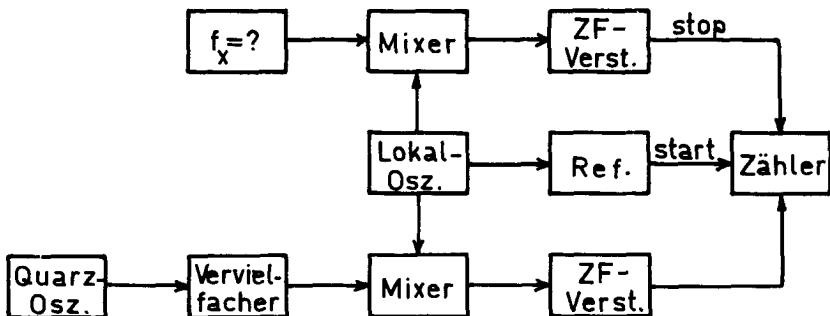


Fig. 3. Blockschema eines Frequenzvergleichs mit Marker-Frequenzen

Der Lokal-Oszillator wird über den zu messenden Frequenzbereich durchgestimmt, an dessen Anfang eine Referenz (z. B. Hohlraum) einen Zähler startet. Eine Quarzfrequenz wird so in den zu messenden Frequenzbereich vervielfacht, dass in möglichst kleinen Abständen (z. B. 20 MHz) je eine Marker-Frequenz vorhanden ist. Beim Durchstimmen des Lokal-Oszillators erscheint am Ausgang des Marker-ZF-Verstärkers von jeder Markerfrequenz ein Impuls, der gezählt wird. Sobald in einem zweiten Kanal die unbekannte Frequenz f_x einen Impuls liefert, wird der Zähler gestoppt. Sofern die Zählernullstellung der Referenzfrequenz entspricht, gibt der Zähler direkt die Frequenz f_x an.

Eine solche Messeinrichtung wurde am Institut für HF-Technik praktisch ausgeführt:

Frequenzbereich	8 200 - 14 000 MHz
Markerabstand	20 MHz
Ablesegenauigkeit	10 MHz
Benötigte Leistung	10^{-10} W

Sofern die Frequenz linear durchgestimmt wird, kann die Zeit zwischen zwei Marker-Frequenzen interpoliert werden. Dieses System ist sehr empfindlich, wogegen der Genauigkeit gewisse Grenzen gesetzt sind. Vor allem sind Genauigkeit und Bandbreite zwei entgegengesetzte Forderungen. Grosse Genauigkeit bedingt kleine Marker-Abstände, die sich aber nur in einem beschränkten Frequenzbereich realisieren lassen. Die Messzeit dieses Systems ist kleiner als eine Sekunde.

2. OBERWELLEN - DURCHSTIMM-METHODEN

Diese von uns besonders studierten und weiterentwickelten Systeme weisen gegenüber den üblichen Methoden gewisse Vorteile auf:

- die Messzeit kann kleiner als eine Sekunde sein;
- die Genauigkeit beträgt $5 \cdot 10^{-5}$ und könnte noch verbessert werden;
- die Bandbreite beträgt 2 000 MHz bis 10 000 MHz;
- könnte aber bis 12 000 MHz erweitert werden;
- die benötigte Leistung ist kleiner als 2 mW;
- das Resultat ist digital ablesbar;
- die Messung geschieht vollautomatisch;

2.1. Durchstimmprobleme

Bei allen Durchstimmverfahren treten sehr ähnliche Probleme auf. Wird nämlich eine Frequenz über den Durchlassbereich eines Verstärkers hinweg geändert, so stellt sich die Frage nach der Abhängigkeit der Ausgangsspannung des Verstärkers von dessen Bandbreite und der Durchstimmgeschwindigkeit. Dieses Problem ist unter folgenden zwei Annahmen gelöst worden (2):

a) Die ZF-Verstärkerkurve sei durch eine Gauss'sche Fehlerfunktion ersetzt

$$A(\omega) = e^{\left(\frac{-\ln 2}{2\pi^2}\right) \left(\frac{\omega - \omega_0}{B}\right)^2}$$

wobei A normalisierte Amplitude

B 3-db Bandbreite des Verstärkers in Hz

ω_0 Mittelfrequenz des Verstärkers in Hz

b) Die Momentanfrequenz des Eingangssignals ändere linear mit der Zeit.

$$\omega_m = \omega_0 + \frac{2\pi F}{T_s} t$$

wobei F Durchstimmbereich in Hz

T_s Durchstimmzeit in s

Das Eingangssignal wird dann

$$u(t) = e^{j(\omega_0 t + \frac{\pi F}{T_s} t^2)}$$

Die obigen beiden Annahmen sind zulässig. Schmalbandige Verstärker, welche in diesem Zusammenhang benötigt werden, sind mit synchronen Kreisen aufgebaut und erfüllen die Bedingung der Gauss'schen Kurve genügend genau. Die Frequenzdurchstimmung muss auch aus später diskutierten Gründen zeitlich linear sein. So kann das Fourier Spektrum errechnet werden, woraus sich die Ausgangsspannung resp. deren Umhüllende ergibt. Man erhält:

a) Einen Verlust in der Ausgangsspannung

$$a_A = \left[1 + 0,195 \left(\frac{F}{T_s B^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1)$$

a_A : normalisierte
Ausgangsspannung

b) Eine Verbreiterung des Ausgangsimpulses

$$B_A = B \left[1 + 0,195 \left(\frac{F}{T_s B^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{in Hz} \quad (2)$$

B_A : 3-db Breite des Ausgangssignals

Aus der Gleichung für B_A ist ersichtlich, dass es für eine bestimmte Durchstimmungsgeschwindigkeit $\frac{F}{T_s}$ eine optimale ZF-Bandbreite gibt, für welche der Ausgangsimpuls am schmalsten wird.

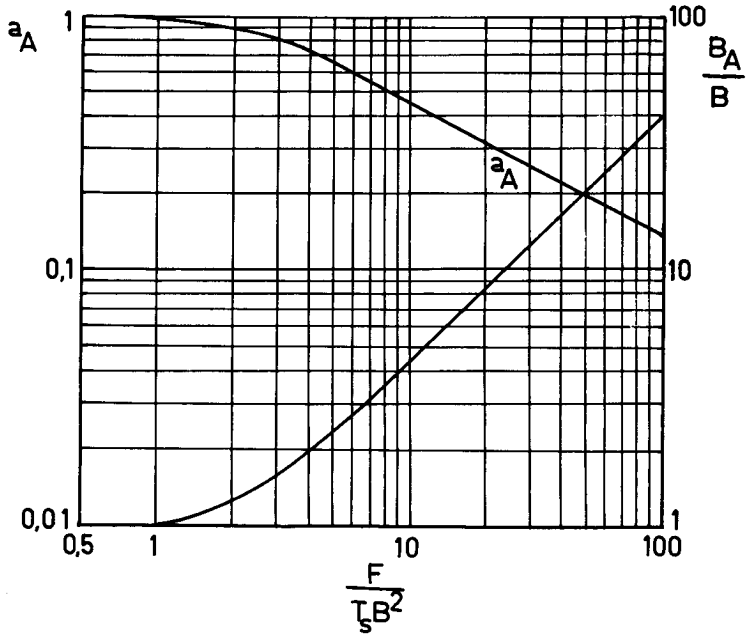


Fig. 4. Frequenzdurchstimmung über den Durchlassbereich eines Verstärkers. Signalamplitude a_A und normalisierte Pulsbreite $\frac{B_A}{B}$ in Funktion der Durchstimmgeschwindigkeit und der Bandbreite

Für das Minimum von B_A wird $\frac{dB_A}{dB} = 0$ gesetzt.

$$\text{Daraus folgt: } B^2 = 0,44 \frac{F}{T_S}$$

Mit (2) kombiniert ergibt sich:

$$B_A = \sqrt{0,635 \frac{F}{T_S}} \quad B_A = \sqrt{2} \cdot B$$

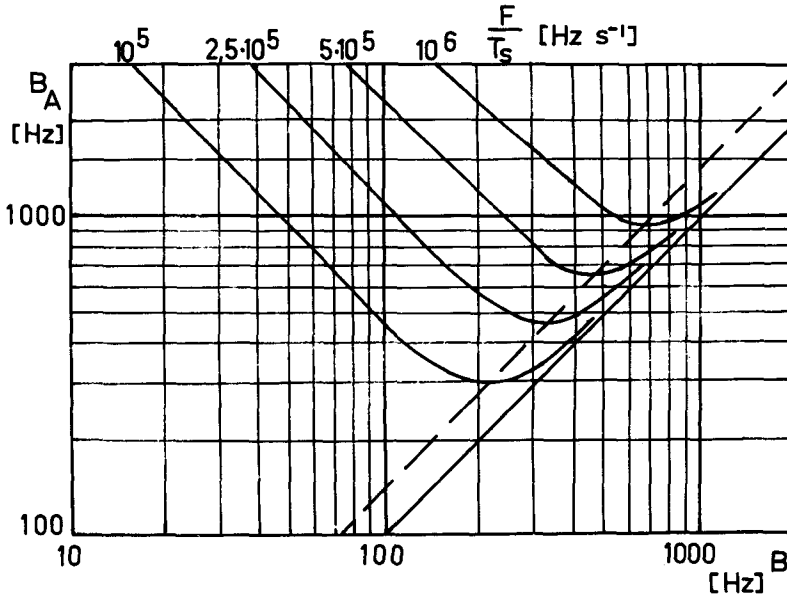


Fig. 5. Ausgangs-Impulsbreite in Funktion der Verstärker-Bandbreite mit der Durchstimmgeschwindigkeit als Parameter.

2.2. Durchstimmverfahren mit hoher ZF

2.2.1. System

Die Frequenz eines variablen Oszillators wird von f_R an linear vergrößert und an einem Kristall (Diode) vervielfacht. Bei einer bestimmten Frequenz f_1 bildet deren n -te Oberwelle mit der zu messenden Frequenz f_x eine Zwischenfrequenz f_z die verstärkt wird:

$$n \cdot f_1 = f_x - f_z$$

Bei einer etwas grösseren Frequenz f_2 entsteht wiederum die selbe Zwischenfrequenz:

$$n \cdot f_2 = f_x + f_z$$

Durch Elimination von n erhält man

$$f_x = f_z \frac{f_2 + f_1}{f_2 - f_1}$$

Die obere Messbereichsgrenze ist durch die Tatsache gegeben, wieviel mal f_1 resp. f_2 vervielfacht werden können, ohne dass die mit f_x gebildete Zwischenfrequenz im Rauschen des Verstärkers untergeht. Da das ganze System einen möglichst grossen Frequenz-Bereich überdecken sollte, kommt nur eine koaxiale Konstruktion in Frage, die, besonders bei hohen Frequenzen, eine zusätzliche, ziemlich grosse Dämpfung und damit schlechtere Empfindlichkeit aufweist. Im übrigen ist die obere Grenze durch die Vervielfachung (Diode, Konstruktion, Leistung) gegeben. Aus praktischen Erfahrungen kann mit einem Oberwellenfaktor n von 50 gerechnet werden. Das heisst, für $f_R = 200$ MHz liegt die obere Messbereichsgrenze bei 10 000 MHz. Die unterste Messfrequenz liegt umso tiefer, je grösser $f_2 - f_R$ sein kann. Da immer ein Paar von Messungen zusammengehören, trifft der ungünstigste Fall ein, wenn die tiefere Frequenz (f_1) gleich f_R ist:

$$n \cdot f_R = f_x - f_z$$

Dann wird

$$(n-1) \cdot f_2 = f_x + f_z$$

Durch Elimination von n ergibt sich:

$$f_x = \frac{f_z (f_R + f_2) + f_R f_2}{f_2 - f_R}$$

Aus dieser Formel folgt, dass die unterste Messfrequenz kleiner wird, je grösser der Variationsbereich des variablen Oszillators ist.

Unter der Annahme, dass der variable Oszillator von 200 MHz bis 220 MHz variiert werden kann und die Zwischenfrequenz auf 10 MHz liegt, wird

$$f_{x \text{ min}} = 2 \text{ 410 MHz}$$

Es handelt sich nun darum, f_1 und f_2 während dem Durchstimmen des Oszillators kontinuierlich zu messen. Für diese Aufgabe kommt nur eine Messung nach Abschnitt 1.4. in Frage.

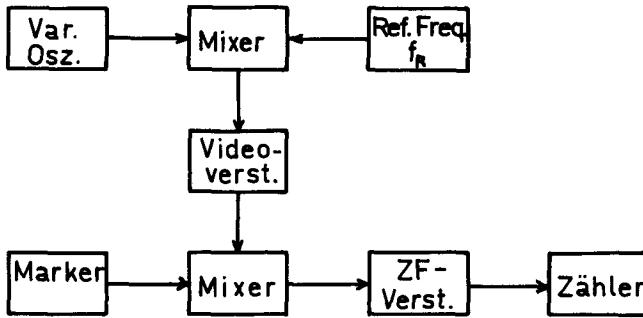


Fig. 6. Blockschema für die Messung von f_1 und f_2

Vom variablen Oszillator wird eine Referenzfrequenz f_R subtrahiert. Als Differenzfrequenz entsteht ein Signal, dessen Frequenzumfang von 0 bis f_2 reicht, und das im Folgenden als Videosignal bezeichnet wird. Eine Fixfrequenz f_M wird vervielfacht (Marker) und mit dem Videosignal gemischt. Beim Durchstimmen des variablen Oszillators entstehen am schmalbandigen ZF-Verstärker-Ausgang Impulse, die sich mit einem Abstand von f_M folgen und gezählt werden können.

2.2.2. Genauigkeit

Wesentlich ist nun zu wissen, wie genau f_1 resp. f_2 gemessen werden müssen, damit f_x innerhalb der gewünschten Grenzen liegt.

Es gilt:

$$f_x = f_z \frac{f_1 + f_2}{f_2 - f_1}$$

Es ist zweckmässig, den Einfluss der Teilfehler Δf_z , Δf_1 , Δf_2 auf das Resultat f_x einzeln zu untersuchen und zu diskutieren.

Als Resultatfehler wird 0,5 MHz bei $f_x = 10\,000$ MHz gefordert; das entspricht $5 \cdot 10^{-5}$.

Δf_z :

$$\Delta f_x = \Delta f_z \frac{f_1 + f_2}{f_2 - f_1}$$

oder

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \frac{\Delta f_z}{f_z} = 5 \cdot 10^{-5}$$

Bei einer angenommenen Zwischenfrequenz von 10 MHz würde dies eine Abweichung Δf_z von maximal 500 Hz bedeuten, d.h. eine solche Toleranz würde sich nur mit Kristallfiltern realisieren lassen.

$\Delta f_1, \Delta f_2$:

$$\Delta f_x = f_z \left[\frac{2 f_2}{(f_2 - f_1)^2} \Delta f_1 - \frac{2 f_1}{(f_2 - f_1)^2} \Delta f_2 \right]$$

Es wird im Folgenden angenommen, dass der Teilfehler von f_1 und f_2 gleich gross sei Δf .

Der Resultatfehler Δf_x wird maximal für $\Delta f_1 = -\Delta f$
 $\Delta f_2 = \Delta f$

Daraus folgt:

$$\Delta f_x = 2 f_z \cdot \frac{f_1 + f_2}{(f_2 - f_1)^2} \Delta f$$

oder

$$\Delta f = \frac{\Delta f_x}{f_x} \cdot \frac{f_z (f_1 + f_2)}{2 f_x}$$

$$\Delta f = 10 \text{ Hz} \quad \text{für} \quad f_z = 10 \text{ MHz}$$

$$\text{und} \quad f_x = 10\,000 \text{ MHz}$$

Es ist zwar unmöglich, mit dieser Genauigkeit f_1 oder f_2 zu messen, doch kann diese Schwierigkeit umgangen werden, wenn berücksichtigt wird, dass der Oberwellenfaktor n eine ganze Zahl sein muss. Es wird dann zunächst n ausgerechnet (auf- oder abrunden!):

$$n = \frac{2 f_z}{f_2 - f_1}$$

und hernach f_x bestimmt:

$$f_x = n \cdot f_1 + f_z$$

Δf_z :

$$\frac{\Delta n}{n} = \frac{\Delta f_z}{f_z} \geq \frac{0.5}{50} = 10^{-2}$$

$$\Delta f_x = \Delta f_z$$

Diese Bedingung wäre mit normalen Filtern zu erfüllen, doch müssten trotzdem Kristallfilter verwendet werden, damit der Fehleranteil von f_1 und f_2 grösser sein darf.

$\Delta f_1, \Delta f_2$: Fehler maximal, wenn $\Delta f_1 = -\Delta f$

$$\Delta f_2 = \Delta f$$

$$\frac{\Delta n}{n} = \frac{\Delta f}{2(f_2 - f_1)} = \frac{n \cdot \Delta f}{4 f_z}$$

oder

$$\Delta f = \frac{\Delta n}{n} \cdot \frac{4 f_z}{n} = 8 \text{ kHz} \quad \text{für } n = 50$$
$$f_z = 10 \text{ MHz}$$

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \frac{\Delta f_1}{f_1} \quad \text{daraus folgt: } \Delta f_1 = 10 \text{ kHz}$$

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass die absolute Genauigkeit von f_1 und f_2 in der Grössenordnung von 10 kHz liegen muss, je nach dem Betrag der Zwischenfrequenz.

Wenn der variable Oszillator von 200 bis 220 MHz durchgestimmt wird, ergibt das 2 000 Marker. Wenn diese mit einer Frequenz von 10 000/s gezählt werden sollen, folgt daraus eine Durchstimmzeit $T_S = 0,2$ s.

2.2.3. Rechen-Programm

Das im vorliegenden Abschnitt 2.2. beschriebene System hat folgende Spezifikationen:

Messbereich	2 420 - 10 000 MHz
Messzeit	0,2 s
Genauigkeit	$5 \cdot 10^{-5}$

Da f_1 und f_2 auf 10 kHz genau gemessen werden müssen, sind die Ergebnisse in 5-stelligen Zahlen auszudrücken. Eine Ausrechnung mit gewöhnlichen Mitteln steht daher zeitlich in keinem Verhältnis zur kleinen Messzeit von 0,2 s. Für die Auswertung ist deshalb ein Rechengerät vorzusehen. In diesem werden über zwei Torschaltungen f_1 und $(f_2 - f_1)$ eingezählt, worauf in einem ersten Schritt die Berechnung des Oberwellenfaktors n erfolgt (mit auf- oder abrunden):

$$n = \frac{2 f_z}{f_2 - f_1}$$

Die angeschriebene Division kann auf eine Kettenaddition zurückgeführt werden; $(f_2 - f_1)$ wird so oft addiert, bis der Wert $2 f_z$ erreicht ist. Die Anzahl der Additionen liefert n .

In einem zweiten Schritt wird f_x berechnet:

$$f_x = n \cdot f_1 + f_z$$

Auf einen Zähler, der durch Vorwahl auf f_z steht, wird n mal f_1 aufaddiert.

2.3. Durchstimmverfahren mit niederer ZF

Wenn das in Abschnitt 2.2. beschriebene System in dem Sinne abgeändert wird, dass der ZF-Verstärker durch einen Gleichstromverstärker ersetzt wird, ergibt sich ein anderes System mit veränderten Bedingungen. Dieses System ist praktisch ausgeführt worden und im Einzelnen in Abschnitt 3. beschrieben.

2.3.1. System

Es wird angenommen, dass der variable Oszillator einen Frequenzbereich von 200 bis 220 MHz besitze. Für die Bedingungen einer Messung folgt aus 2.2.1.:

$$n \cdot f_1 = f_x$$

$$(n-1) f_2 = f_x$$

Man beachte, dass in der letzten Formel im Gegensatz zu 2.2.1. $(n-1)$ gewählt werden muss, weil für $f_z = 0$ $f_1 = f_2$ würde.

Durch Elimination von n ergibt sich:

$$f_x = \frac{f_1 \cdot f_2}{f_2 - f_1}$$

Die obere Messbereichsgrenze ist durch dieselben Überlegungen gegeben, wie unter 2.2.1. und liegt daher auch bei 10 000 MHz. Für die unterste Messfrequenz gelten die folgenden Bedingungen:

$$n \cdot f_R = (n-1) f_{1 \max}$$

$$n = 21 \quad \hat{=} \quad 4\,200 \text{ MHz}$$

Unterhalb dieser Frequenz entstehen "Messlücken". So z. B. von 4 180 - 4 200 MHz, 3 960 - 4 000 MHz; oder allgemein von

$$(n-2) \cdot 220 \text{ bis } n \cdot 200 \text{ MHz}$$

Praktisch besser realisierbar wird das System, wenn der variable Oszillator nicht von 200 MHz bis 220 MHz schwingt, sondern viermal tiefer, von 50 - 55 MHz. Allerdings muss anschliessend vervielfacht werden; es ergeben sich aber trotzdem einige Vorteile: Bei der Messung von f_1 und f_2 wird die Videobandbreite um 3/4 auf 5 MHz reduziert.

Die Quarzfrequenz muss nicht vervielfacht werden.

Der variable Oszillator wird einfacher realisierbar.

Die Messung von f_1 und f_2 geschieht auf dieselbe Art, wie unter 2.2.1. beschrieben.

Wenn mit einer Einzählfrequenz der Video-Marker von 10 kHz gerechnet wird, ergibt das für 2000 Marker eine Messzeit von 0,2 s.

2.3.2. Genauigkeit

$$\Delta f_x = \frac{f_2^2 \cdot \Delta f_1 - f_1^2 \cdot \Delta f_2}{(f_2 - f_1)^2}$$

Der Fehler wird maximal, wenn $\Delta f_1 = \Delta f$

$$\Delta f_2 = -\Delta f$$

Daraus folgt:

$$\Delta f_x = \frac{f_2^2 + f_1^2}{(f_2 - f_1)^2} \Delta f$$

Für $f_x = 10\,000$ MHz und $\Delta f_x = 0,5$ MHz wird

$$\Delta f \approx 100 \text{ Hz}$$

was einer Bedingung entspricht, die nicht zu erfüllen ist.

Auch hier lässt sich die Rechnung wieder über n führen, wodurch die Anforderungen wesentlich reduziert werden:

$$n = \frac{f_2}{f_2 - f_1} \qquad f_x = n \cdot f_1$$

$$\Delta n = \frac{f_2 \cdot \Delta f_1}{(f_2 - f_1)^2} - \frac{f_1 \cdot \Delta f_2}{(f_2 - f_1)^2}$$

Der Fehler wird wieder maximal, wenn

$$\Delta f_1 = \Delta f$$

$$\Delta f_2 = - \Delta f$$

$$\Delta n = \frac{f_1 + f_2}{(f_2 - f_1)^2} \Delta f \cong \frac{2n^2}{f_2} \Delta f$$

oder

$$\Delta f = \frac{\Delta n \cdot f_2}{2 n^2}$$

Für $\Delta n = 0,4$, $f_2 = 200$ MHz und $n = 50$ errechnet sich $\Delta f = 16$ kHz

Weiter folgt

$$\Delta f_x = n \cdot \Delta f_1 \quad \text{oder} \quad \Delta f_1 = \frac{\Delta f_x}{n}$$

was für $\Delta f_x = 0,5$ MHz und $n = 50$ für Δf_1 ergibt:

$$f_1 = 10 \text{ kHz}$$

Da ja für die Messung von f_1 und f_2 die Referenzfrequenz f_R subtrahiert wird, kann noch zusätzlich ein Fehler durch die Ungenauigkeit von f_R entstehen. Für diesen Fall ist $\Delta f_1 = \Delta f_2 = \Delta f$, und es ergibt sich

$$\Delta n = \frac{n}{f_2} \Delta f,$$

oder mit obigen Annahmen:

$$\Delta f = 1,6 \text{ MHz}$$

Daher ist die maximale Abweichung für Δf_1 von 10 kHz auch für die Frequenz f_R gültig. ($\Delta f_x = n \cdot \Delta f_1$)

Auch dieses System weist eine sehr kurze Messzeit auf. Die Zahlen für die Ausrechnung sind fünfstellig, so dass für eine rationelle Auswertung nur ein Rechengerät in Frage kommt.

2.3.3. Rechen-Programm

Über zwei Einzähltere werden die Frequenzen f_1 und $f_2 - f_1$ eingezählt. Die Bestimmung von n reduziert sich auf eine fortlaufende Addition von $(f_2 - f_1)$ bis f_1 erreicht ist. Die Anzahl der Additionen ergibt $n - 1$. Anschliessend wird f_1 n mal addiert, was f_x ergibt.

Dieses Programm ist gegenüber demjenigen unter 2.2.3. komplizierter, da für die Bestimmung von n eine Koinzidenzschaltung zwischen f_1 und dem Additionsresultat nötig ist, wogegen beim ersten Fall das Additionsresultat mit einer Konstanten $2 f_z$ verglichen wird.

3. EXPERIMENTELLER TEIL

Von den unter 2.2. und 2.3. erläuterten Systemen wurde das Letztere praktisch ausgeführt. Dabei entfielen die kostspieligen Kristallfilter, jedoch wurde die Schaltung des Rechengerätes etwas komplizierter.

3.1. Messgerät

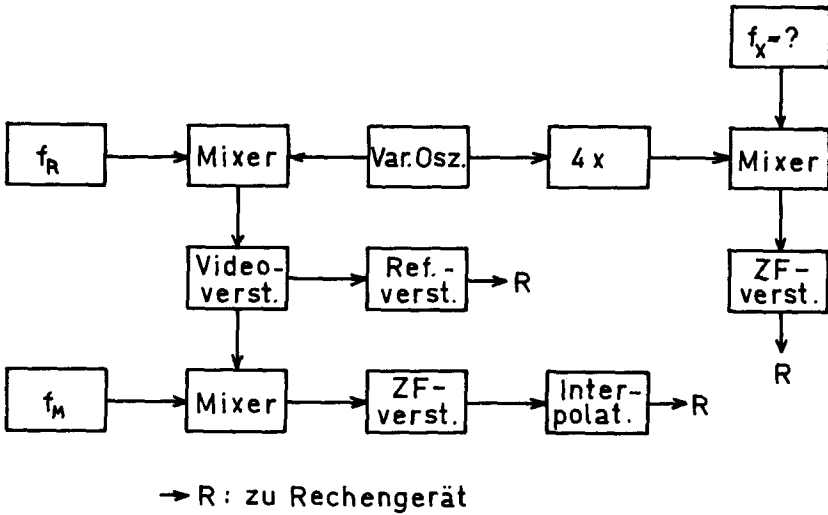


Fig. 7. Blockschema des Messgerätes für Durchstimm-Verfahren nach 2.3.

3.1.1. Variabler Oszillator

Der frequenzvariable Oszillator ist ein Hartley-Oszillator, der statt einer Reaktanzröhre zwei Halbleiterkapazitäten "Varicap" als frequenzbestimmende Elemente aufweist. (Fig. 8.)

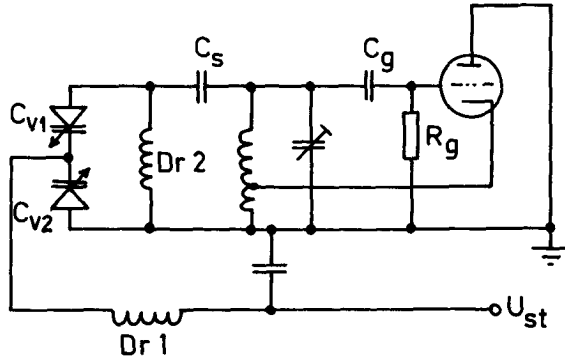


Fig. 8. Schaltung des variablen Oszillators

C_g R_g erzeugt die automatische Schwingbegrenzung.

C_s Serie-Padding-Kondensator

Diese Halbleiterkapazitäten besitzen bei hohen Frequenzen einen schlechten Gütefaktor Q . C_s vergrößert das Q der totalen Schwingkreiskapazität (die sich aus der Serieschaltung von C_{v1} , C_{v2} und C_s zusammensetzt) auf Kosten des Frequenzbereiches. Die HF-Drossel $Dr 2$ wird nur als Gleichstrompfad von C_{v1} benötigt.

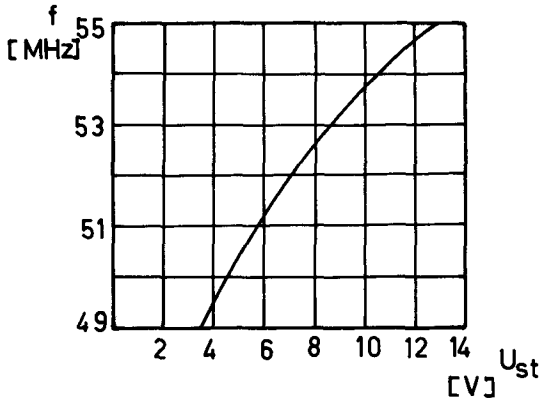


Fig. 9. Frequenz in Funktion der Steuerspannung des variablen Oszillators

Aus Figur 9. ergibt sich, dass für eine lineare Frequenzdurchstimmung eine exponentiell ansteigende Steuerspannung erforderlich ist. Um diese Kurvenform zu realisieren, wird eine Regelröhre als Kathodenfolger geschaltet und mit einem linearen Sägezahn angesteuert. Die Spannungen sind so eingestellt, dass der Oszillator von 49,6 bis 55,5 MHz schwingt.

3.1.2. Vervielfacher und Mischung

An einer HF-Röhre (6 A K 5) wird die Frequenz des variablen Oszillators durch Klasse C-Aussteuerung vervierfacht (200 bis 220 MHz) und anschliessend in einem 2-stufigen Verstärker verstärkt.

Damit die Bandbreite von 20 MHz bei maximaler Verstärkung erreicht wird, sind die beiden Kreise gegeneinander verstimmt.

Als Folge der grossen Bandbreite der Messfrequenz kommt für die Mischung nur eine koaxiale Konstruktion in Frage.

Das Problem besteht darin, ein Mikrowellensignal und 200 MHz mikrowellenmässig an die Mischdiode zu bringen, ohne dass das 200 MHz - Signal gedämpft wird.

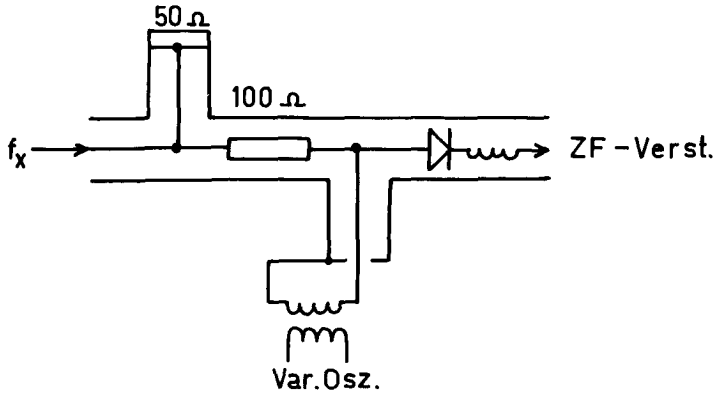


Fig. 10. Koaxiale Mischanordnung

Als Mischeinheit wurde eine vorhandene koaxiale Anordnung verwendet.

Das Mikrowellensignal wird durch die 50Ω im Seitenarm eines "T" abgeschlossen. Der Seriewiderstand von 100Ω verhindert, dass das 200 MHz-Signal durch den Abschluss und die Mikrowellenquelle (inkl. Kabel) gedämpft wird.

3.1.3. Signal ZF-Verstärker

Gemäss 2.1. ergibt sich für die optimale Bandbreite

$$B^2 = 0,44 \frac{F}{T_s}$$

woraus sich für $F_{\max} = 1000 \text{ MHz}$ und $T_s = 0,2 \text{ s}$ die Bandbreite zu 47 kHz berechnet.

Der Signal-ZF-Verstärker sollte gleichstromgekoppelt sein mit einer Bandgrenze von $23,5 \text{ kHz}$. Die Verstärkung soll ca. 20000 betragen. Eine Gleichstromkopplung ist aber unmöglich, da sonst auch Amplitudenschwankungen im 200 MHz -Signal verstärkt würden. Der Verstärker wurde daher mit einem Frequenzbereich von $50 - 100 \text{ kHz}$ ausgeführt. Damit entfallen auch alle Schwierigkeiten, wie Gleichstromheizung, Brummeinstreuung, Störspannungen etc. Mit diesem Verstärker müssten sich beim Durchstimmen zwei Impulse mit einem mittleren Frequenz-Ab-

stand von 150 kHz folgen. Um dies zu verhindern wird mit dem ersten Impuls ein monostabiler Multivibrator angestossen, dessen Impulsdauer grösser ist, als der Abstand der beiden ZF-Impulse. Mit der ersten Flanke dieses Multivibrators wird ein gedämpfter 600 kHz-Schwingkreis angestossen, der eine Halbschwingung ausführt. Mit diesem ca. $1 \mu\text{s}$ breiten "Impuls" wird dann das Rechengerät gesteuert.

Die Verschiebung von 100 kHz gegenüber der theoretisch richtigen Differenzfrequenz Null kann durch die Referenzfrequenz oder durch den Referenzverstärker korrigiert werden.

3.1.4. Video-Teil

Mit der Frequenz des variablen Oszillators 49,6 - 55,5 MHz wird eine Quarzfrequenz von 49 512,5 kHz, die mit einem Oszillator in Butler-Schaltung erzeugt wird, gemischt. Als Differenzfrequenz ergibt sich ein Video-Signal von praktisch 0 bis 5 MHz, das in einem Video-Verstärker (6 CH 6) verstärkt wird.

Ein zusätzlicher Selektivverstärker (6 U 8) ist auf 487,5 kHz abgestimmt. Dadurch liefert er eine Ausgangsspannung, wenn die Frequenz des variablen Oszillators 50,000 MHz beträgt.

Dieser Referenzverstärker wird zur Steuerung des Rechengerätes verwendet.

3.1.5. Marker, Mischung und Zwischenfrequenz

Gemäss 2.3.2. beträgt die Genauigkeitsanforderung 10 kHz für die Messung von f_1 und f_2 auf 200 MHz. Dem entspricht auf 50 MHz eine Genauigkeit von 2,5 kHz. Das würde aber bedeuten, dass die Markerfrequenz $f_M = 2,5 \text{ kHz}$, vervielfacht auf 5 MHz, eine auswertbare 2000-ste Oberwelle enthalten müsste, was kaum zu realisieren ist. Im nachfolgenden Abschnitt wird eine 10-fache Interpolation beschrieben, wodurch die Markerfrequenz auf 25 kHz steigen kann.

Indem nun aber bei der Mischung mit dem Video-Signal sowohl die Summen- als auch die Differenzfrequenz benützt wird, steigt die Markerfrequenz noch einmal um einen Faktor 2 auf 50 kHz. Bis 5 MHz ergibt das nur 100 Oberwellen.

Die Abweichung f_M von 50 kHz darf höchstens so gross sein, dass die 100-ste Oberwelle 2,5 kHz abweicht.

$$\Delta f_M = \frac{2,5 \cdot 10^3}{100} = 25 \text{ Hz}$$

$$\frac{\Delta f_M}{f_M} = 5 \cdot 10^{-4}$$

Das ist eine Anforderung, die sich bei stabilisierten Spannungen noch mit normalen Mitteln erfüllen lässt.

Der verwendete Oszillator ist ein Rückkopplungsozillator, der einen 50 kHz - Multivibrator synchronisiert, dessen Impulse differenziert auf das Gitter einer Pentode (6 AH 6) gelangen. Das Video-Signal steuert das Bremsgitter dieser Pentode aus. Dadurch ergibt sich eine multiplikative Mischung.

Der ZF-Verstärker ist auf 12,5 kHz abgestimmt. Gemäss 2.1. errechnet sich die optimale Bandbreite für $F = 5 \text{ MHz}$ und $T_s = 0,2 \text{ s}$ zu

$$B = 3,3 \text{ kHz}$$

Das gleichgerichtete ZF-Signal steuert einen monostabilen Multivibrator, dessen Impulse dann für die Interpolation verwendet werden. Die Festlegung der Zwischenfrequenz auf 12,5 kHz hat die speziellen Frequenzwerte des Quarzes (49512,5 kHz) und des Referenzverstärkers (487,5 kHz) zur Folge. Dies ist nötig, damit die Ausgangsimpulse tatsächlich bei $(500 + n \cdot 25) \text{ kHz}$ des variablen Oszillators erscheinen.

Allfällige Korrekturen können auch durch die Frequenz des Referenzverstärkers ausgeglichen werden.

3.1.6. Interpolation

Diese Schaltung gestattet, den Abstand der Marker-ZF-Impulse 10-fach linear zu interpolieren. Es ist $T_s = 0,2 \text{ s}$, $F = 5 \text{ MHz}$ und $f_M = 50 \text{ kHz}$.

Der frequenzmässige Abstand der Marker-Impulse beträgt 25 kHz, was einem zeitlichen Abstand von 1 ms oder einer Repetitionsfrequenz von 1 kHz entspricht.

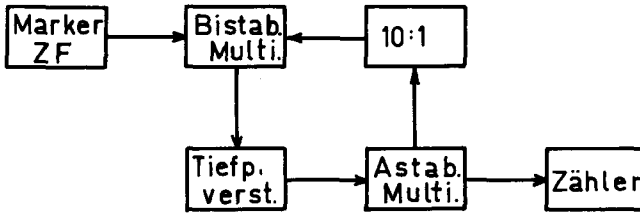


Fig. 11. Blockschema der Interpolationsschaltung

Ein astabiler Multivibrator, dessen Frequenz mit einer Spannung geändert werden kann, steuert über einen 10-fachen Untersetzer einen bistabilen Multivibrator, der ebenfalls von den Marker-Impulsen gemäss Fig. 12. gesteuert wird.

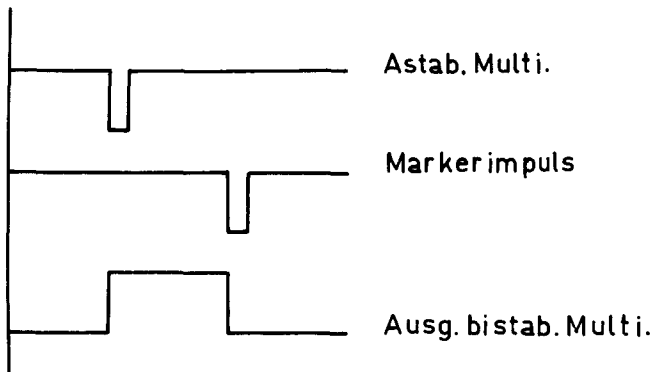


Fig. 12. Steuerung des bistabilen Multivibrators

Das Prinzip besteht in einer Phasenregelung:

Je nach dem Eintreffen der Marker-Impulse wird das Tor breiter oder schmaler, was seinerseits die Frequenz des astabilen Multivibrators nachstimmt.

Die Interpolation arbeitet einwandfrei über eine Repetitionsfrequenzvariation der Marker-Impulse von einem Faktor 2.

Das System benötigt einige Impulse Einschwingzeit. Dies wird dadurch erreicht, dass die Quarzfrequenz und die untere Grenzfrequenz des variablen Oszillators unter 50 MHz liegen.

3.2. Rechengerät

Da es sich um ein einfaches Rechenprogramm handelt, wurde das Problem mit einem Dezimal-Rechengerät gelöst. Dadurch entfallen die Umrechnungen der Dezimalwerte in das Dualsystem und umgekehrt.

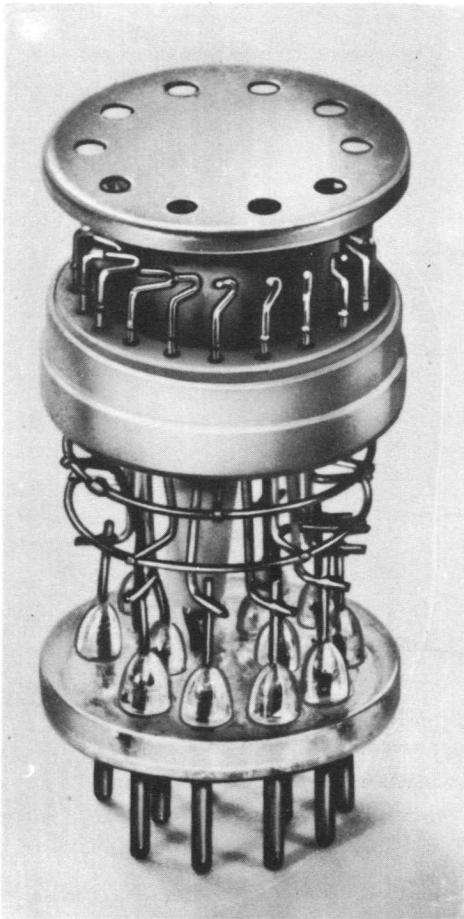


Fig. 13. Offene Röhre EZ 10

Als Grundbaustein wurde die Zählröhre EZ 10 der Firma Elesta gewählt, eine Kaltkathodenröhre mit einer Anode, 10 Kathoden entsprechend den Ziffern 0 bis 9 und zwei Hilfskathoden. Durch Eingeben eines Impulses auf die Hilfskathoden wird die Glimmentladung von einer Kathode zur nächsten gesteuert.

Durch eingefügte Kathodenwiderstände lässt sich folglich jede Ziffer in Form einer Spannung ablesen. Durch Hintereinanderschalten von n solcher Röhren kann eine n -stellige Zahl dargestellt werden, wobei beim Uebergang einer Röhre von 9 auf 0 die nächste Röhre eine Ziffer weitergeschaltet wird. Zusätzlich gibt der Ort der Glimmentladung die Ziffer optisch an. Die maximale Zählfrequenz dieser Röhren liegt etwas über 100 000 Ziffern pro Sekunde. Zur Steuerung benötigt die Röhre einen Spannungsimpuls von 60 - 150 V, der aus einem monostabilen Multivibrator abgeleitet wird.

Die Röhre kann durch Anlegen einer negativen Spannung an die entsprechende Kathode auf jede Ziffer vorgewählt, resp. zurückgestellt werden.

Das Rechenggerät besteht aus mehreren Zählketten, die sowohl als Rechenelemente als auch für Speicherzwecke verwendet werden. Alle verwendeten Vakuumröhren und Dioden sind E 92 CC resp. OA 86.

3.2.1. Einzählen

Die interpolierten Marker-Impulse folgen sich im Frequenzbereich von 50 bis 55 MHz mit einem Abstand von 2,5 kHz. Das entspricht auf 200 MHz einem Abstand von 10 kHz. Somit können diese Impulse direkt auf die zweite Stelle nach dem Komma einer Zählkette gegeben werden. Das Einzählen geht gemäss Fig. 14. vor sich. Die Marker-Impulse gehen über zwei Einzähltoore auf je eine Zählkette Z_1 und Z_2 . Sobald sich der variable Oszillator auf 50,000 MHz befindet, öffnet der Impuls des Referenzverstärkers das erste Tor.

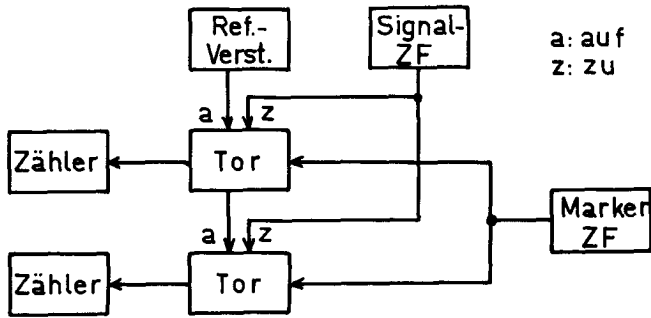


Fig. 14. Blockschema des Einzählvorganges

Damit werden die Marker in die erste Zählkette gezählt, bis der erste Mikrowellen-ZF-Impuls das erste Tor schliesst, welches zugleich das zweite Tor öffnet. Die folgenden Marker werden daher in die zweite Zählkette gezählt, bis der zweite Mikrowellen-ZF-Impuls das zweite Tor schliesst. Somit befinden sich die beiden Grössen f_1 und $f_2 - f_1$ je in einer Zählkette gespeichert.

Fig. 15. zeigt die Torschaltung, die von einem bistabilen Multivibrator gesteuert wird. Die Umschaltzeit beträgt ca. $2 \mu\text{s}$. Die Steuerung des Rechengerätes vom Messgerät erfolgt über 3 koaxiale Kabel: Mikrowellen-ZF-Impuls, Marker-Impulse und Referenz-Impuls.

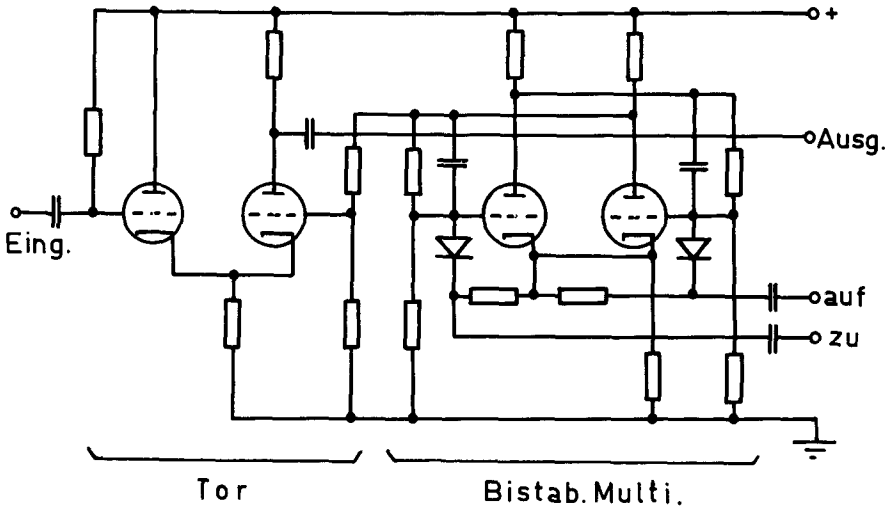


Fig. 15. Schaltschema einer Torschaltung

3.2.2. Division

Wie unter 2.3.3. gezeigt wurde, reduziert sich die Division auf eine fortlaufende Addition. Statt f_1 durch $f_2 - f_1$ zu dividieren, wird $f_2 - f_1$ so oft addiert, bis der Wert f_1 erreicht ist. Die Anzahl der Additionen ergibt $n - 1$, wobei durch Vorwahl des Zählers Z_4 auf 1 die Zahl n erscheint.

Die laufend zu addierende Zahl, z.B. 824, wird auf einen Zähler eingezählt. Dieser Zähler wird nach Fig. 16. mit einer Torschaltung und zwei weiteren Zählern, die auf Null gestellt sind, zusammenschaltet.

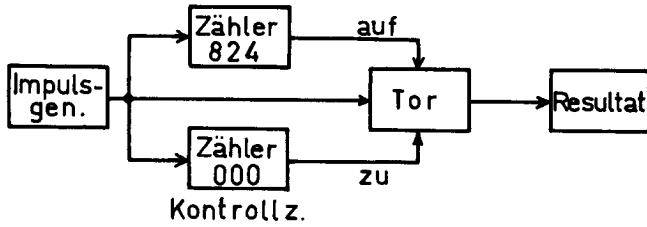


Fig. 16. Prinzip der Kettenaddition (Multiplikation)

Die Rechenimpulse mit einer Frequenz f_c (Rechenfrequenz) werden auf die Zähler und das Tor gegeben. Immer wenn ein Zähler auf 1 000 kommt, öffnet, resp. schliesst er das Tor. Damit werden auf 1 000 Impulse immer 824 in den Resultatzähler eingezählt. Die Tausender im Kontrollzähler entsprechen der Anzahl Additionen.

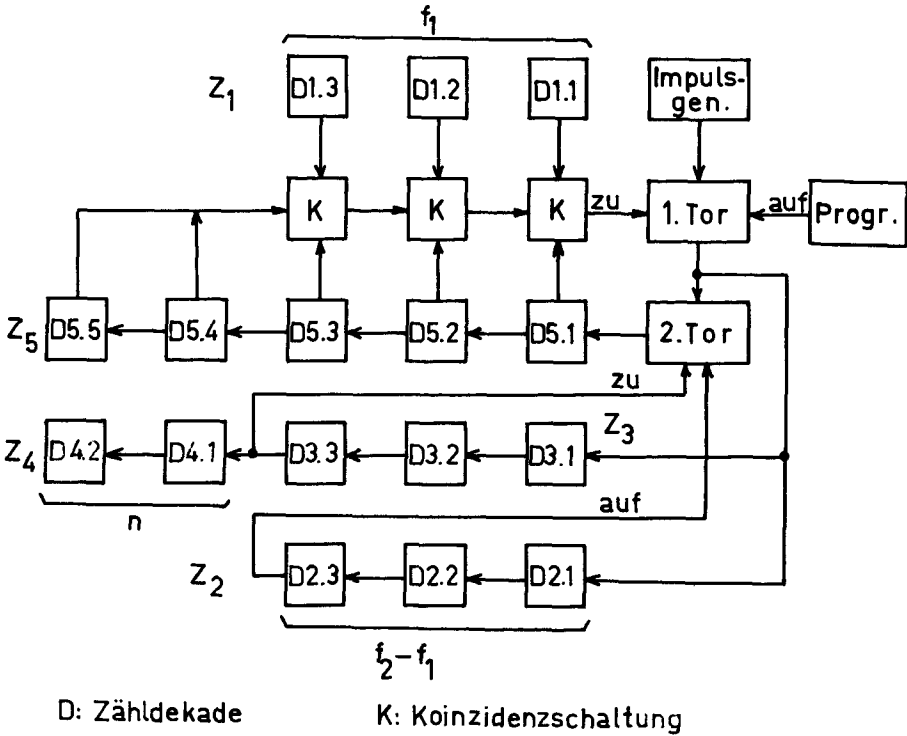


Fig. 17. Blockschema für die Bestimmung von n

Da $200 < f_1 \leq 209,99$ MHz sind die ersten beiden Ziffern 2 und 0 konstant und können folglich für Z_1 weggelassen werden. Die Koinzidenzschaltungen liefern beim Uebereinstimmen entsprechender Stellen der Zählketten Z_1 und Z_5 eine Ausgangsspannung. Alle Koinzidenzelemente werden gleichstrommässig so zusammen geschaltet, dass sich am Ausgang nur eine Spannung ergibt, wenn die ganze Zahl übereinstimmt, wobei die beiden ersten Ziffern von Z_5 (Resultatzähler) auf 2 und 0 vorgewählt sind. Diese Ausgangsspannung schliesst das erste Tor.

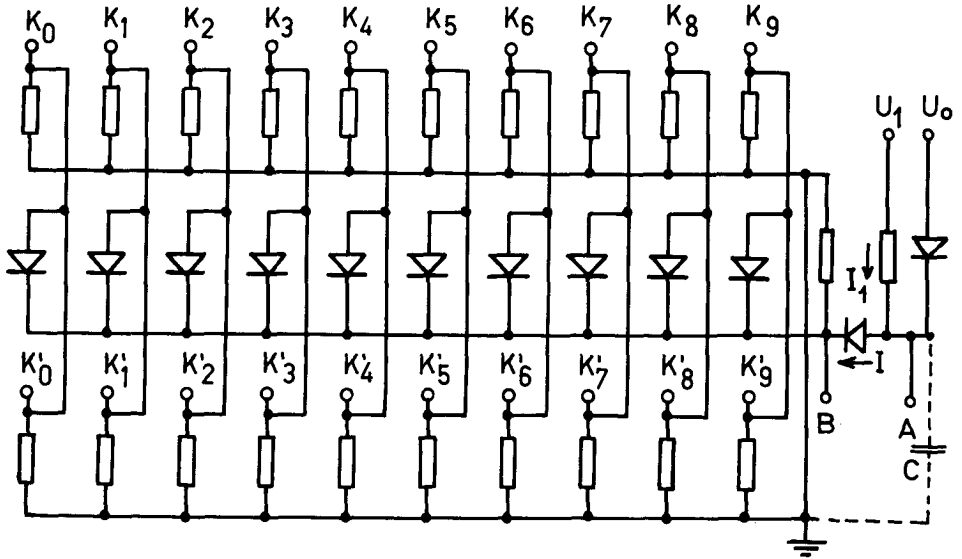


Fig. 18. Schaltschema einer Koinzidenzschaltung für eine Ziffer

Sobald Koinzidenz zwischen zwei Ziffern besteht, entsteht ein positiver Spannungssprung am Punkt B von + 4 auf + 6 Volt.

Für die Koinzidenz einer Zahl werden alle Punkte A der einzelnen Ziffern-Koinzidenzschaltungen miteinander verbunden.

Bei Koinzidenz der ganzen Zahl springt die Spannung am Punkt A von +4 auf +6 Volt.

Es muss gelten:

$$U_1 > U_0$$

$$I > I_1$$

Die Anstiegszeit der Ausgangsspannung wird

$$T_r = \frac{(U_1 - U_0) C}{I_1}$$

Für das Auf- resp. Abrunden von n wird der Uebertrag auf Z_4 (Fig. 17.) nicht am Ende einer Addition, sondern in der Mitte der Addition vorgenommen.

Rechenzeit: Da $f_2 - f_1$ dreistellig ist, werden pro Addition 10^3 Impulse benötigt. Die maximale Anzahl der Additionen beträgt n , maximal 50. Damit wird die Rechenzeit zur Bestimmung von n maximal 0,5 s, sofern eine Rechenfrequenz von 100 kHz vorausgesetzt wird.

3.2.3. Multiplikation

$$f_x = f_1 \cdot n$$

Rechenzeit:

Für die Berechnung der Rechenzeit ist es nicht gleichgültig, ob $f_1 \cdot n$ oder $n \cdot f_1$ gerechnet wird.

Gegeben durch die Konstruktion des Rechengerätes kann f_1 maximal 209,99 MHz sein. $n_{\max} = 50$.

Daher gilt für $f_1 \cdot n$:

Da f_1 fünfstellig ist, werden pro Addition 10^5 Impulse benötigt, oder für $n = 50$ total $5 \cdot 10^6$ Impulse. Bei einer Rechenfrequenz von 100 kHz beträgt die Rechenzeit 50 s.

Für $n \cdot f_1$ gilt:

Analog der obigen Ueberlegung werden pro Addition von n 10^2 Impulse verwendet, was total $21 \cdot 10^5$ Impulse ergibt. Daraus resultiert eine maximale Rechenzeit von 21 s.

Diese grossen Rechenzeiten können wesentlich verkürzt werden, wenn auf jede Dezimalstelle simultan einmultipliziert wird. Da die Zählröhre nur bis 100 kHz arbeitet, muss die Rechenfrequenz auf 10 kHz reduziert werden, weil zwischen den Impulsen noch der Uebertrag der vorangehenden Stelle berücksichtigt werden muss.

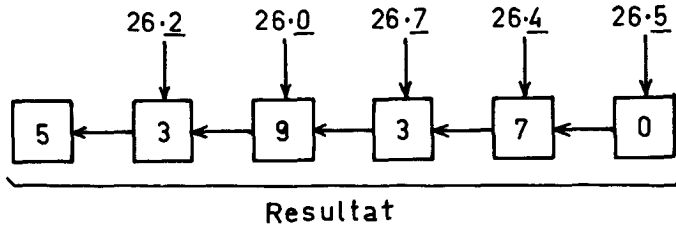


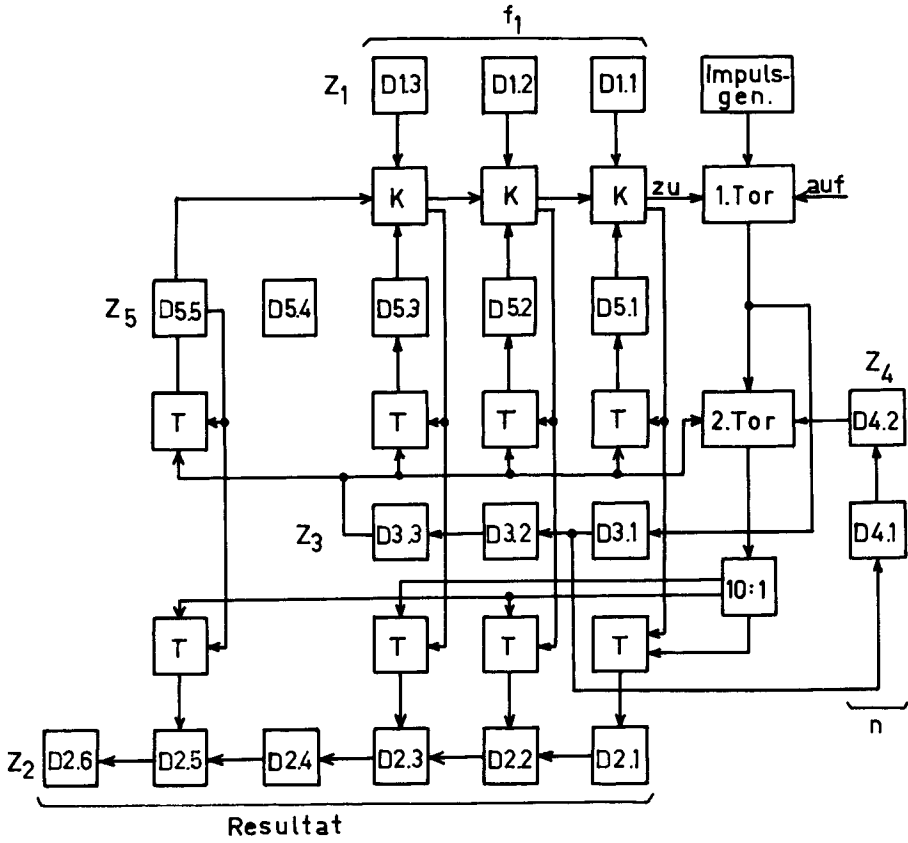
Fig. 19. Prinzip der gleichzeitigen Multiplikation, wenn z.B. $f_1 = 207,45$ MHz und $n = 26$.

Da der Multiplikator höchstens 9 sein kann und $n_{\max} = 50$, werden für die Multiplikation einer Stelle maximal $100 \cdot 9 = 900$ Impulse benötigt. Für eine Rechenfrequenz von 10 kHz wird daher die Rechenzeit 90 ms.

Zwei Punkte sind wesentlich:

- a) Sobald stellenmässige Koinzidenz zwischen dem Multiplikator und f_1 besteht, muss das Einmultiplizieren auf die entsprechende Stelle, sowie der Uebertrag auf Z_5 unterbrochen werden.
- b) Das Einmultiplizieren auf zwei benachbarte Stellen hat phasenverschoben zu erfolgen. Das ist nötig, damit die Uebertragsimpulse zwischen zwei Additionsimpulse fallen.

Die Unterbrechung der Multiplikation bei Koinzidenz wird so gelöst, indem die Impulse durch ein Diodentor gehen, das durch die Koinzidenzspannung geschlossen wird.



D: Zähldekade K: Koinzidenzschaltung
T: Torschaltung

Fig. 20. Blockschema der Multiplikation $n \cdot f_1$

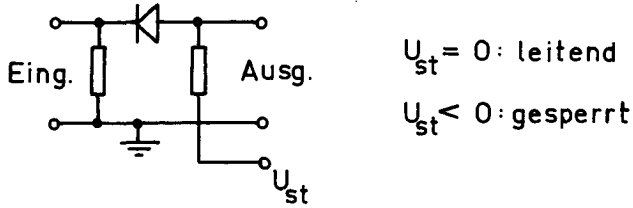


Fig. 21. Prinzip eines Diodentores für negative Impulse

Die Phasenverschiebung für das Einmultiplizieren wird erreicht, indem die Rechenimpulse auf eine Zählröhre gegeben werden. Damit erscheinen an den einzelnen Kathoden phasenverschobene Impulse, die eine zehnmal kleinere Frequenz aufweisen. Infolgedessen muss die Rechenfrequenz für die ganze Multiplikation um einen Faktor 10 reduziert werden, was bei der Berechnung der Rechenzeit berücksichtigt wurde.

3.2.4. Programm-Steuerung

Die Programm-Steuerung hat folgende Aufgabe:

- Start der Berechnung von n nachdem f_1 und $f_2 - f_1$ eingezählt sind.
- Stop des Rechengerätes, wenn n berechnet ist.
- Umschaltung des Rechengerätes gemäss Schaltung Fig. 18. nachdem n berechnet ist.
- Nullrückstellung der Rechenkette (ohne Speicher !)
- Start für die Berechnung von f_x
- Stop, wenn f_x berechnet ist.

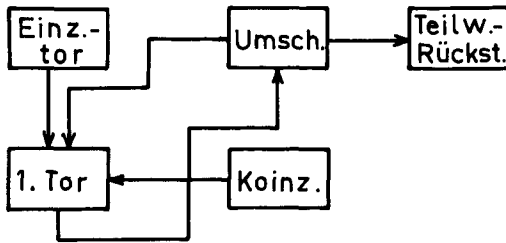


Fig. 22. Blockschema der Steuerung

Das Programm bleibt immer dasselbe und ist daher fest eingestellt. Die Umschaltung von einer Rechenoperation auf die andere geschieht über ein mehrfaches Umschaltrelais, das sich im Anodenkreis eines bistabilen Multivibrators befindet, und über Diodentore.

Vor dem Auslösen des Messvorganges werden sämtliche Zähler zurückgestellt, die Tore geschlossen und der Operationsumschalter auf "Berechnung von n" gestellt.

Das totale, resp. teilweise Rückstellen erfolgt mit zwei verschiedenen Rückstell-Impulsen.

3.3. Messungen

Für die Prüfung der Messergebnisse muss zusätzlich ein Messverfahren zur Verfügung stehen, das sicher genauer ist und mit welchem gleichzeitig gemessen werden kann.

Deshalb wurde zusätzlich ein Ueberlagerungsverfahren aufgebaut.

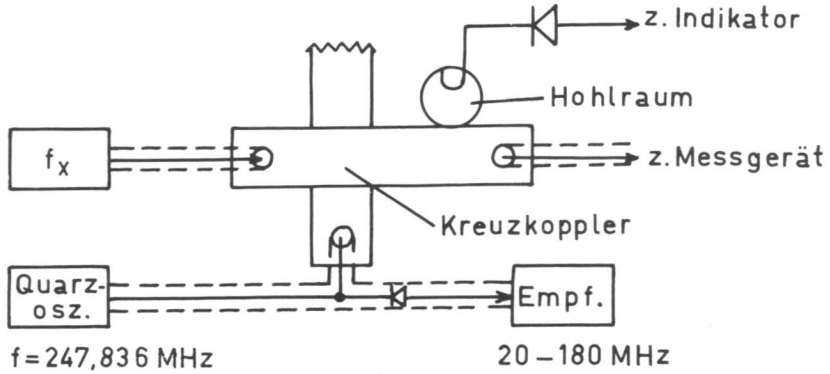


Fig. 23. Prinzipschema der Kontroll-Messeinrichtung

Mit einem Hohlraumresonator wird die Frequenz grob gemessen, wodurch der Frequenzbereich des Empfängers gegeben ist. Durch leichte Modulation des zu messenden Signals wird die Suche auf dem Empfänger noch wesentlich vereinfacht und beschleunigt.

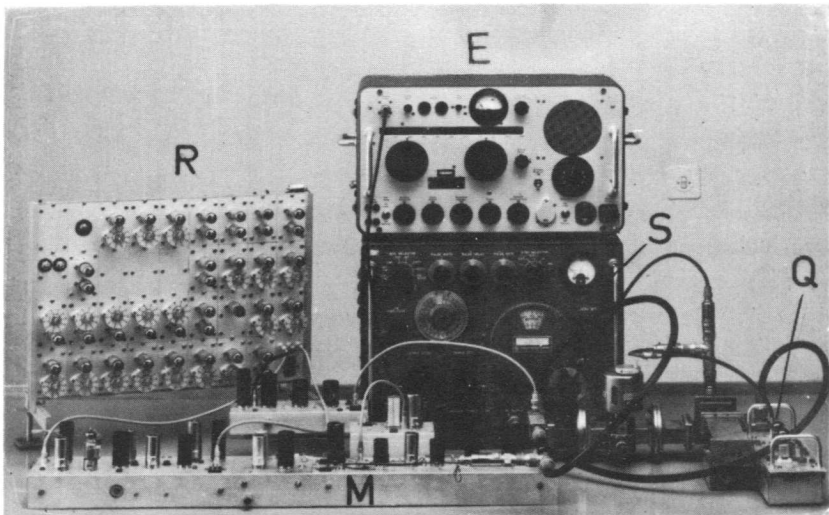


Fig. 24. Ansicht des Messplatzes

Die gesamte Mess- und Kontrollapparatur ist in Fig. 24. dargestellt. Es bedeuten:

- Q: Quarzoszillator für Ueberlagerungsmessung
- E: Empfänger für Ueberlagerungsmessung
- S: Signalgenerator, der die unbekannte Frequenz liefert
- M: Messgerät
- R: Rechenggerät

Während der Messungen hat sich gezeigt, dass sich das beschriebene System praktisch realisieren lässt.

Allerdings ist die Apparatur sehr anfällig auf äussere Störungen, was verständlich ist, da es sich um ein offenes Labormodell handelt und nicht um eine abgeschlossene Einheit. Dadurch treten Fehlmessungen mit einer Häufigkeit von ca. 5 - 10% auf.

Durch die Art der Verdrahtung des Rechenggerätes hat sich eine grosse Schaltkapazität ergeben, welche die Impulse abrundet. Daher musste die Rechenfrequenz auf maximal 10 kHz reduziert werden, was eine entsprechende Vergrösserung der Rechenzeit ergab.

Bei richtiger Einstellung des Gerätes liegt die Genauigkeit innerhalb $\pm 5 \cdot 10^{-5}$. Es wäre aber möglich, durch Vergrösserung des Interpolationsfaktors die Genauigkeit zu steigern, allerdings würde die Messzeit entsprechend grösser.

Da die Resultatziffern als Spannungen abgelesen werden können, wäre es relativ einfach, das Rechenggerät mit einem Druckwerk zu kombinieren. Dies würde periodische Messungen ermöglichen, z.B. alle 5 Sekunden.

Fig. 25 a zeigt die Frequenz in Funktion der Zeit eines Mikrowellengenerators während der Anwärmzeit und nach 45 Minuten, wo das Temperaturgleichgewicht erreicht ist.

Fig. 25 b zeigt dasselbe für einen Signalgenerator.

Die Messpunkte folgen sich alle 2 Sekunden.

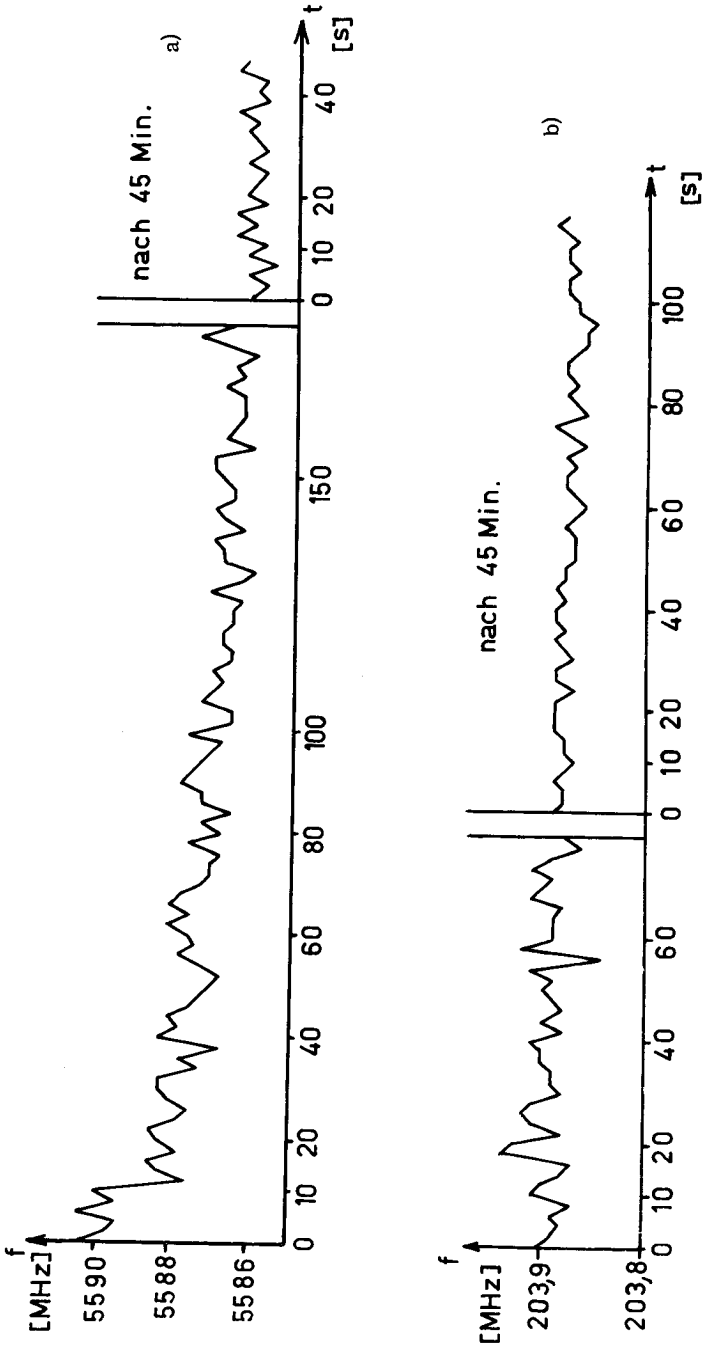


Fig. 25. Frequenzkurven in Funktion der Zeit

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit werden zwei neue Systeme für Frequenzmessungen im Mikrowellengebiet untersucht. Mit diesen automatischen Messmethoden können Genauigkeiten bis in die Grössenordnung von 10^{-5} und Messzeiten von weniger als 1 Sekunde erreicht werden. Dabei ist die Mess-Bandbreite sehr gross, z. B. 2 400 - 10 000 MHz.

Summary

This thesis deals with two automatic systems for frequency measurement in the microwave region. The accuracy which can be obtained in the band from 2 400 Mc/s to 10 000 Mc/s is in the order of 10^{-5} , while the time required to take a measurement is less than one second. A computer is being used to evaluate and display the value of frequency.

Literaturverzeichnis

- | | | | |
|---|---|--|---|
| 1 | P. H. Vartanian
J. L. Melchior | Broadband Microwave
Frequency Meter | Proc. IRE Vol. 44
Febr. 56, pag. 175 |
| 2 | Polarad Electronics
Corporation | Handboock of Spectrum
Analyzer Techniques | Polarad Electronics
Corp. 55 |
| 3 | J. Millman
H. Taub | Pulse & Digital Circuits | Mc. Graw Hill 59 |
| 4 | C. G. Montgomery | Technique of Microwave
Measurements | MIT Vol. 11
Mc. Graw Hill |
| 5 | W. Gordy
W. V. Smith
R. F. Trambarulo | Microwave Spectroscopy | John Wiley & Sons
Inc., New York |
| 6 | B. Chance | Waveforms | MIT Vol. 19
Mc. Graw Hill |
| 7 | W. O. Brooks | Stepping Up Frequency
With Counter Circuits | Electronics Vol. 32
No. 29, pag. 60 |
| 8 | M. Wind
H. Rapaport | Handbook of Microwave
Measurements | Polytechnic Inst. of
Brooklyn |

Lebenslauf

Ich wurde am 22. Juli 1920 in Wallisellen/ZH geboren. Dort besuchte ich 6 Jahre Primarschule, 2 Jahre Sekundarschule und in Zürich 4 1/2 Jahre Oberrealschule der Kantonsschule, wo ich im Herbst 1949 mit der Maturität abschloss. Anschliessend folgten 8 Semester Studium an der Eidgenössischen Technischen Hochschule, Abteilung Elektrotechnik, wo ich im Herbst 1955 diplomierte. Im Januar 1956 wurde ich am Institut für Hochfrequenztechnik unter der Leitung von Prof. Dr. F. Tank als wissenschaftlicher Mitarbeiter angestellt. Ich arbeitete auf dem Gebiet der Radar-Technik und an Problemen der Frequenzmessung von Mikrowellen, woraus dann die vorliegende Arbeit hervorging.