

Februar 1984

BESCHREIBUNG DES NIEDERLEISTUNGSTEILS DES
HF-SYSTEMS FÜR DIE LH-EXPERIMENTE IN ASDEX

M. Zouhar

IPP 4/218

Februar 1984



MAX-PLANCK-INSTITUT FÜR PLASMAPHYSIK

8046 GARCHING BEI MÜNCHEN

MAX-PLANCK-INSTITUT FÜR PLASMAPHYSIK
GARCHING BEI MÜNCHEN

BESCHREIBUNG DES NIEDERLEISTUNGSTEILS DES
HF-SYSTEMS FÜR DIE LH-EXPERIMENTE IN ASDEX

M. Zouhar

IPP 4/218

Februar 1984

*Die nachstehende Arbeit wurde im Rahmen des Vertrages zwischen dem
Max-Planck-Institut für Plasmaphysik und der Europäischen Atomgemeinschaft über die
Zusammenarbeit auf dem Gebiete der Plasmaphysik durchgeführt.*

M. Zouhar

BESCHREIBUNG DES NIEDER-
LEISTUNGSTEILS DES HF-SYSTEMS
FÜR DIE LH-EXPERIMENTE IN ASDEX
IPP 4/218

Februar 1984

Abstract

A description of the 1.3 GHz RF-System for the Lower-Hybrid experiments in ASDEX is given including the RF-part of the data acquisition system. The high power RF-components are dealt with elsewhere. Special emphasis is devoted to the amplitude- and phase-regulating system.

Zielsetzung

Im Rahmen des LH-Experiments an ASDEX sollen Wasserstoff- bzw. Deuteriumplasmen mit HF-Wellen bei "unterer Hybridfrequenz" geheizt werden oder es soll im Plasma Strom getrieben werden.

Für diese Aufgaben benötigt man jeweils eine definierte Phasenlage der hinlaufenden Wellen unter benachbarten Kanälen der Antenne (8-Hohlleiter-"Grill").

Die Phasen und Amplituden der hinlaufenden Wellen sollen während des RF-Pulses (max. 1,5s) durch Regeleinrichtungen konstant gehalten werden. Die hinlaufenden Phasen und Amplituden werden in RF-Datenerfassung gemessen.

Die vorliegende Arbeit soll darüber informieren, wie diese Aufgaben bewältigt wurden.

III

VERZEICHNIS DER ABKÜRZUNGEN

D-Anteil	Differentialanteil des Reglers
dB	Dezibel
DGM	Doppelgegentaktmischer
HF	Hochfrequenz (zusammenfassend für LO und RF)
I-Anteil	Integralanteil des Reglers
LO	Lokalszillator (frequenz)
P_{Soll}	Sollwert der Leistung
P-Anteil	Proportionalanteil des Reglers
Q-Mischer	Quadraturmischer (mit $\sin \phi$ - und $\cos \phi$ -Ausgängen)
RF	Radiofrequenz (hier insbesondere das 1,3-GHz-Signal, das ins Plasma übertragen wird und sämtliche davon abgeleitete Signale)
U_F	Stellspannung des Phasenstellgliedes
ZF	Zwischenfrequenz
$\bar{\phi}$	Mittelwert der Einzelphasen ϕ_j
ϕ_h, ϕ_r	Phasen der hinlaufenden bzw. rücklaufenden Welle
ϕ_{Soll}	Sollwert der Phase
σ	Standardabweichung normalverteilter Meßwerte x_i um den Mittelwert \bar{x}

Inhaltsverzeichnis

	Seite
1. Der Steuersender	2
2. RF-Pulsbildung und Leistungsteilung	3
3. Amplituden- und Phasenregelung	4
3.1 Zielsetzung der Regelungen	4
3.2 Aufbau und Eigenschaften der Amplitudenregelung	5
3.3 Aufbau und Eigenschaften der Phasenregelung	8
3.4 Näheres zum Phasenvergleich	11
3.5 Nichtlinearität der Ist-Phase	12
Dynamikbereich der Phasenregelung	12
3.6 Genauigkeit der elektrischen Längen	12
3.7 Langzeitstabilität	14
3.8 Grundsätzliches zu den Kennlinien und zum RF-Anfahrvorgang	14
4. Das RF-Datenerfassungssystem (Beschreibung des HF-Teils)	15
4.1 Zielsetzung	15
4.2 Referenzphasen	15
4.3 Phasen- und Amplitudenmessung mit Quadraturmischen	15
4.4 Genauigkeit des HF-Teils der Datenerfassung	17
5. Abschließende Bemerkungen zu den Regelungen	18
6. Literaturhinweise	20
7. Blockschaltbild des RF-Systems	
8. Daten des LHRH RF-Systems	

1. Der Steuersender

Inhaltsverzeichnis

Die Frequenz des Steuersenders beträgt 433,3 MHz (Frequenzstabilität 10^{-6}), seine Ausgangsleistung 7,5 Watt. Nach Verdreifachung mit einem Wirkungsgrad von 60 % erhält man 4,6 Watt bei 1,3 GHz. Mit einem Bandpaßfilter wird eine Nebenwellenunterdrückung von mehr als 55 dB erreicht. Am Einschubausgang stehen dann 1,5 Watt zur Verfügung.

Vom Steuersender werden die Referenzphasen für die Phasenregelung, -einstellung und -messung abgeleitet. Die Leistung am Referenzphasenausgang beträgt 1,8 Watt (Nebenwellenunterdrückung ≥ 25 dB).

1.1	Referenzphasenvergleich	11
1.2	Stabilität der 1st-Phase	12
1.3	Dynamikbereich der Phasenregelung	13
1.4	Genauigkeit der elektrischen Länge	13
1.5	Leistungseffizienz	14
1.6	Grundstruktur des Konverters und zum HF-Ausgang	14
2.1	Das RF-Datenverarbeitungssystem (Beschreibung des HF-Teils)	15
2.2	Zersetzung	15
2.3	Referenzphasen	15
2.4	Phasen- und Amplitudenmessung mit Quadratur-Phasen	16
2.5	Strukturteil des HF-Teils der Datenverarbeitung	17
3.1	Abzweigende Berechnungen zu den 20. Stufen	18
4.1	Literaturhinweise	20
5.1	Blockschaltbild des RF-Systems	21
5.2	Daten des LHM RF-Systems	21

2. RF-Pulsbildung und Leistungsteilung

Der RF-Puls wird mit Hilfe von PIN-Diodenschaltern gebildet (Triangle Microwave Typ QL-44 B). Aus Sicherheitsgründen werden zwei solche Schalter in Serie verwendet. Die Sperrdämpfung beträgt insgesamt mehr als 120 dB.

Der Einschaltvorgang (0 % auf 100 % der RF-Leistung) dauert 3 μ s, davon 350 ns Totzeit. Die Anstiegszeit des RF-Pulses ist jedoch durch die Zeitkonstante der Amplitudenregelung bestimmt (2 ms bis 10 ms je nach Sollwert der RF-Leistung). Der Abschaltvorgang des PIN-Dioden-Schalters allein dauert 500 ns, davon 250 ns Totzeit.

Die RF-Leistung wird anschließend von einem 8-Weg-Leistungsteiler (ARRA 3200-8) gleichphasig auf die einzelnen Kanäle aufgeteilt.



Abb. 1: Zeitlicher Verlauf des RF-Pulses

3. Amplituden- und Phasenregelung

3.1 Zielsetzung

Es sollen die Leistungs- und Phasenänderungen ausgeglichen werden, die infolge thermischer Effekte in aktiven Bauteilen während des 1,5s-RF-Pulses auftreten.

Am Antennenausgang wird eine definierte Leistungsverteilung gefordert (z.B. gleiche Leistung in allen Kanälen), sowie eine Phasenverteilung entsprechend dem jeweiligen Zweck des RF-Pulses (Heizen oder Stromtreiben im Plasma). Die geforderte Phasenlage soll bereits auf der ansteigenden Flanke des RF-Pulses erreicht werden (Abb.1). Daraus folgt, daß die Phasenregelung etwa eine Größenordnung schneller sein muß als die Amplitudenregelung und am Anfang des RF-Pulses niedrige Nutzsignale richtig verarbeiten muß.

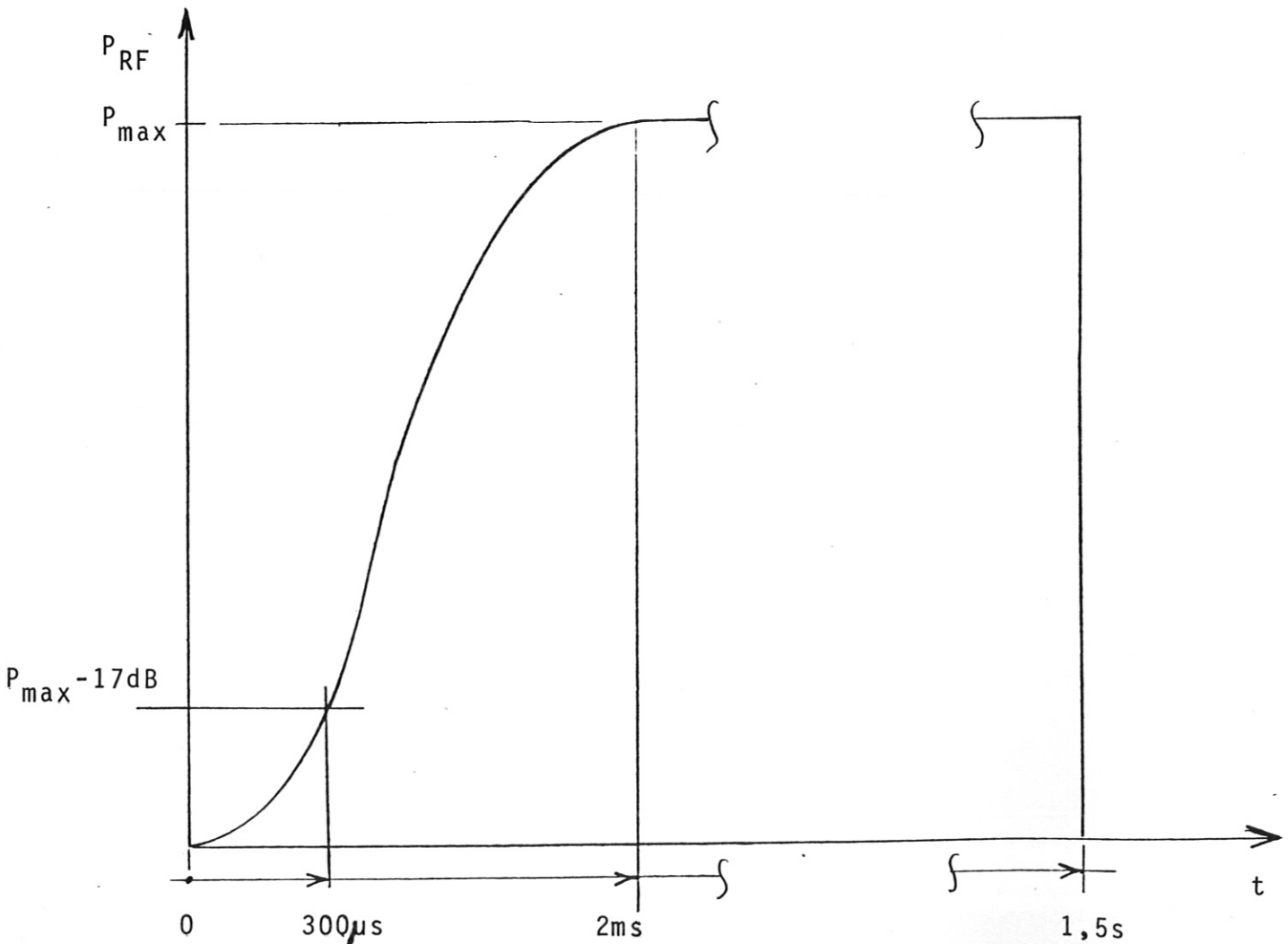


Abb. 1: Zeitlicher Verlauf des RF-Pulses.

3.2 Aufbau und Eigenschaften der Amplitudenregelung

Die Amplitudenregelstrecke gehört zu den Regelstrecken mit Ausgleich, d.h. nach sprunghafter Änderung der Führungsgröße oder einer Störgröße erreicht die Regelgröße (Amplitude) einen neuen Endzustand.

Der Ist-Wert der RF-Amplitude (RF-Leistung) wird mit einem Detektor an einer der Amplitudenmeßstellen gemessen. Die entstehende Richtspannung U ist entsprechend der Detektor-kennlinie (Abb.2) ein Maß für die RF-Leistung.

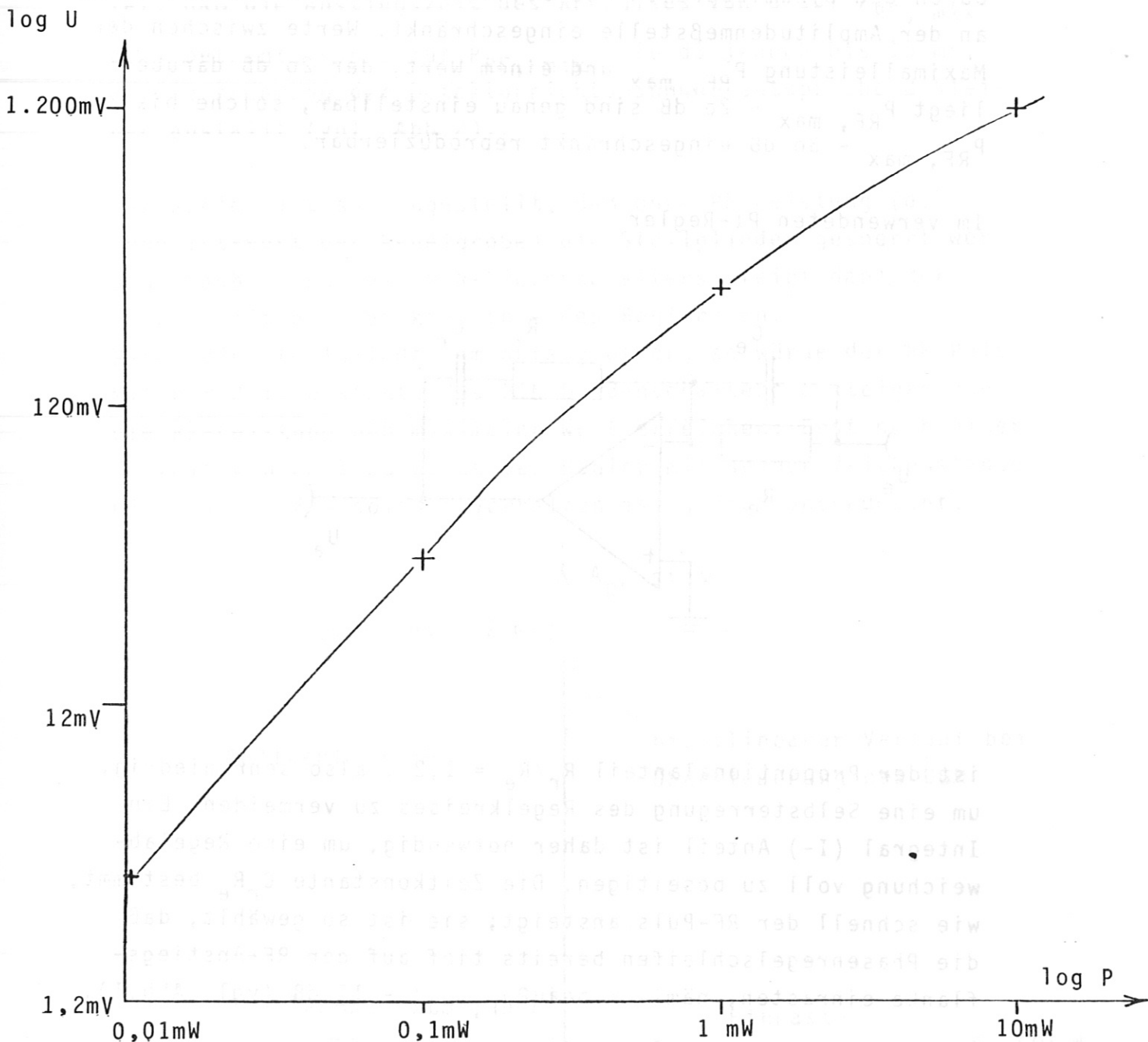


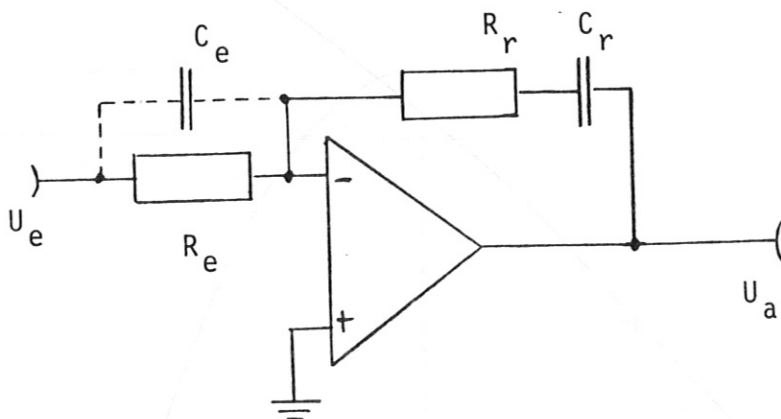
Abb. 2: Detektorlinie

Abb. 3: $\delta(t)$ beim Anfahren der RF-Leistung

Die Richtspannung wird im Regler mit einer Gleichspannung verglichen, die vom Sollwertgeber vorgegeben wird. Die Differenz "Ist weniger Soll" (Regelabweichung) wird in einem Proportional-Integral-Regler (PI-Regler) verarbeitet. Die entstehende Stellspannung steuert zwei in Serie geschaltete variable Dämpfungsglieder an (Triangle Microwave Typ 1 TG 74 B), so daß Schwankungen der Ist-Amplitude ausgeglichen werden.

Der Stellbereich der variablen Dämpfungsglieder beträgt insgesamt über 40 dB. Der zur Zeit nutzbare Stellbereich ist durch den Dynamikbereich des Detektors (Hewlett-Packard 420A) an der Amplitudenmeßstelle eingeschränkt. Werte zwischen der Maximalleistung $P_{RF, max}$ und einem Wert, der 20 dB darüber liegt $P_{RF, max} - 20$ dB sind genau einstellbar, solche bis $P_{RF, max} - 30$ dB eingeschränkt reproduzierbar.

Im verwendeten PI-Regler



ist der Proportionalanteil $R_r/R_e = 1,2$, also sehr niedrig, um eine Selbsterregung des Regelkreises zu vermeiden. Ein Integral (I-) Anteil ist daher notwendig, um eine Regelabweichung voll zu beseitigen. Die Zeitkonstante $C_r R_e$ bestimmt, wie schnell der RF-Puls ansteigt; sie ist so gewählt, daß die Phasenregelschleifen bereits tief auf der RF-Anstiegsflanke einrasten, nämlich bei $P_{RF, max} - 17$ dB (vgl. Abb.1).

Abb. 1: Zeitlicher Verlauf des RF-Pulses

Die Ausgangsspannung U_a eines Integrators hängt folgendermaßen von der Eingangsspannung U_e ab:

$$U_a = U_e \frac{1}{R_e C_r} \times t$$

bzw.
$$\frac{dU_a}{dt} = U_e \frac{1}{R_e C_r}$$

Für die Regelschleife bedeutet dies, daß eine sprunghaft auftretende Regelabweichung um so schneller ausgeregelt wird, je größer die Sprungamplitude ist. Insbesondere wird beobachtet, daß die Anstiegszeit des RF-Pulses von 0 auf $P_{RF, \max}$ 2 ms beträgt, von 0 auf $P_{RF, \max} - 20 \text{ dB}$ jedoch bis 10 ms, da die Änderung der Detektorrichtspannung entsprechend kleiner ausfällt (vgl. Abb.2).

Der Regler ist so eingestellt, daß ohne RF-Leistung (d.h. ohne Ist-Wert der Regelgröße) die Stellglieder gesperrt werden. Nach Öffnen des PIN-Diodenschalters steigt dann der RF-Puls mit der Zeitkonstante des Reglers an.

Wären die Stellglieder am Anfang offen, so würde der RF-Puls mit der Zeitkonstante des PIN-Diodenschalters ansteigen und die RF-Leistung den maximalen Wert erreichen. Erst nach einer Totzeit von ca 5 μs würde der Regler mit seiner Zeitkonstante eingreifen. Ein solches Verhalten ist jedoch unerwünscht.

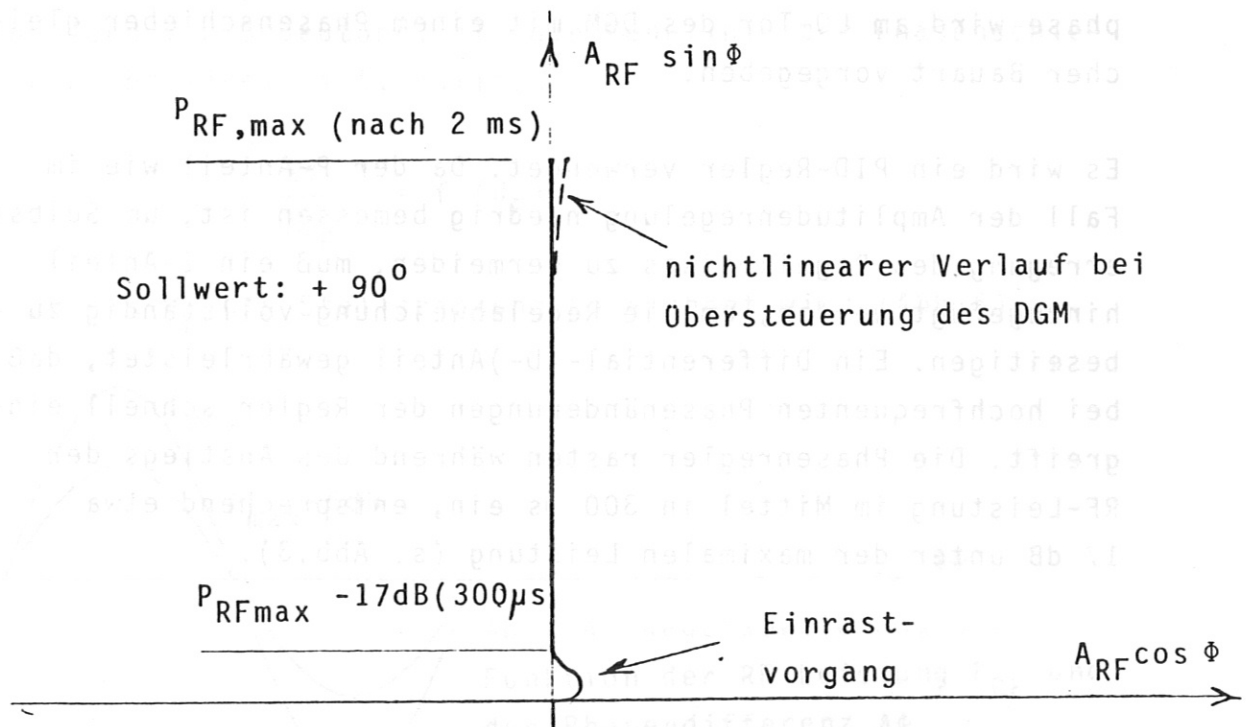


Abb.3: $\phi(t)$ beim Anfahren der RF-Leistung

3.3 Aufbau und Eigenschaften der Phasenregelung

Die Phasenregelstrecke ist ebenfalls eine Regelstrecke mit Ausgleich. Der Istwert der Phase wird an einem Meßrichtkoppler in Antennennähe gemessen. Die elektrischen Längen in jedem einzelnen Kanal sind so bemessen, daß aus der Phasenlage an einer gut zugänglichen Phasenmeßebe ("Rechen") auf die Phasenlage am Antennenende geschlossen werden kann.

Das Ist-Phasen-HF-Signal wird mit Hilfe eines Quadraturmischers (Q-Mischers) dargestellt, deren Sinus- und Cosinus-Ausgänge mit einem Oszilloskop im x-y-Betrieb verbunden sind. Man bekommt einen Punkt in Polarkoordinatendarstellung (bzw. einen Zeiger, s. Abb.3).

Die Zeigerlänge entspricht gemäß der Q-Mischerkennlinie der RF-Leistung. Der Polarwinkel stellt die RF-Phase dar in bezug auf die Referenzphase des Lokaloszillators (L0). Die Ist-Phase Φ_i wird auf diese Weise sichtbar gemacht, so daß die relative Phasenlage der einzelnen Kanäle eingestellt werden kann.

Der Phasenvergleich ("Ist- weniger Soll- ") wird in einem Doppelgegentaktmischer (DGM) vorgenommen (ANZAC, Typ MD 150). Die an seinem Ausgang entstehende Regelabweichung wird einem Phasenregler zugeführt, der ein Phasenstellglied (Phasenschieber Triangle Microwave Typ PQ 1196) ansteuert. Die Sollphase wird am L0-Tor des DGM mit einem Phasenschieber gleicher Bauart vorgegeben.

Es wird ein PID-Regler verwendet. Da der P-Anteil wie im Fall der Amplitudenregelung niedrig bemessen ist, um Selbsterregung des Regelkreises zu vermeiden, muß ein I-Anteil hinzugefügt werden, um die Regelabweichung vollständig zu beseitigen. Ein Differential-(D-)Anteil gewährleistet, daß bei hochfrequenten Phasenänderungen der Regler schnell eingreift. Die Phasenregler rasten während des Anstiegs der RF-Leistung im Mittel in 300 μ s ein, entsprechend etwa 17 dB unter der maximalen Leistung (s. Abb.3).

Die Regelabweichung hat als Funktion der Phasendifferenz $\Delta\phi$ der beiden HF-Signale Sinuscharakter (Abb.4). Eine Änderung der RF-Leistung bei konstanter LO-Leistung macht sich als Änderung der Sinusamplitude bemerkbar. Eine bestimmte Regelabweichung U [mV] ist daher eine zweiparametrische Größe $U(\Delta\phi, P_{RF})$. Dies ist besonders für den RF-Pulsbeginn von Bedeutung.

Der Ruhezustand des Reglers ist so gewählt, daß am RF-Pulsbeginn ein Phasenunterschied der zu vergleichenden HF-Signale von etwa 90° entsteht (maximaler Sinuswert) und damit bereits bei kleiner RF-Leistung eine relativ große Regelabweichung entsteht.

Im eingerastetem Zustand ist die Regelabweichung annähernd Null, d.h. bis auf Offsetwerte des DGM und des Reglereingangsverstärkers. Von den beiden Nullpunkten der Sinuscharakteristik kommt derjenige in Frage, für den sich im Regelkreis Gegenkopplung ergibt.

Die oben erwähnten Phasenschieber PQ-1196 haben bei 1,3 GHz einen Stellbereich von 420° . Sie werden meistens (Phasenlage $0 - \pi - 0 - \pi \dots$ am Antennenausgang) annähernd in der Mitte des Stellbereiches betrieben. Für die Phasenlage $0 - \frac{\pi}{2} - \pi - \frac{3}{2}\pi \dots$ am Antennenausgang ergeben sich teilweise Arbeitspunkte am Rand des Stellbereiches. Dies ist insofern von Bedeutung, als die Kennlinie der Phasenschieber nicht linear ist, nämlich

$$\frac{\Delta\phi}{\Delta U_F} = f(U_F)$$

wenn mit U_F die Stellspannung bezeichnet wird (Abb.5).

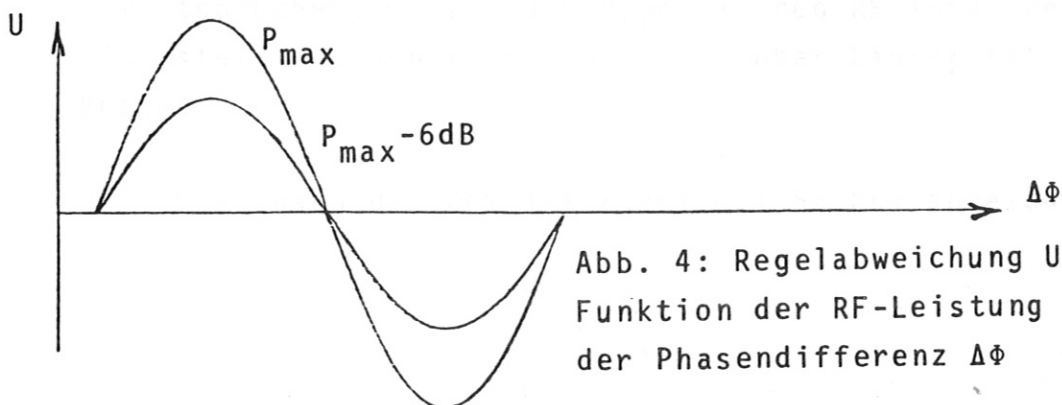


Abb. 4: Regelabweichung U als Funktion der RF-Leistung P_{RF} und der Phasendifferenz $\Delta\phi$

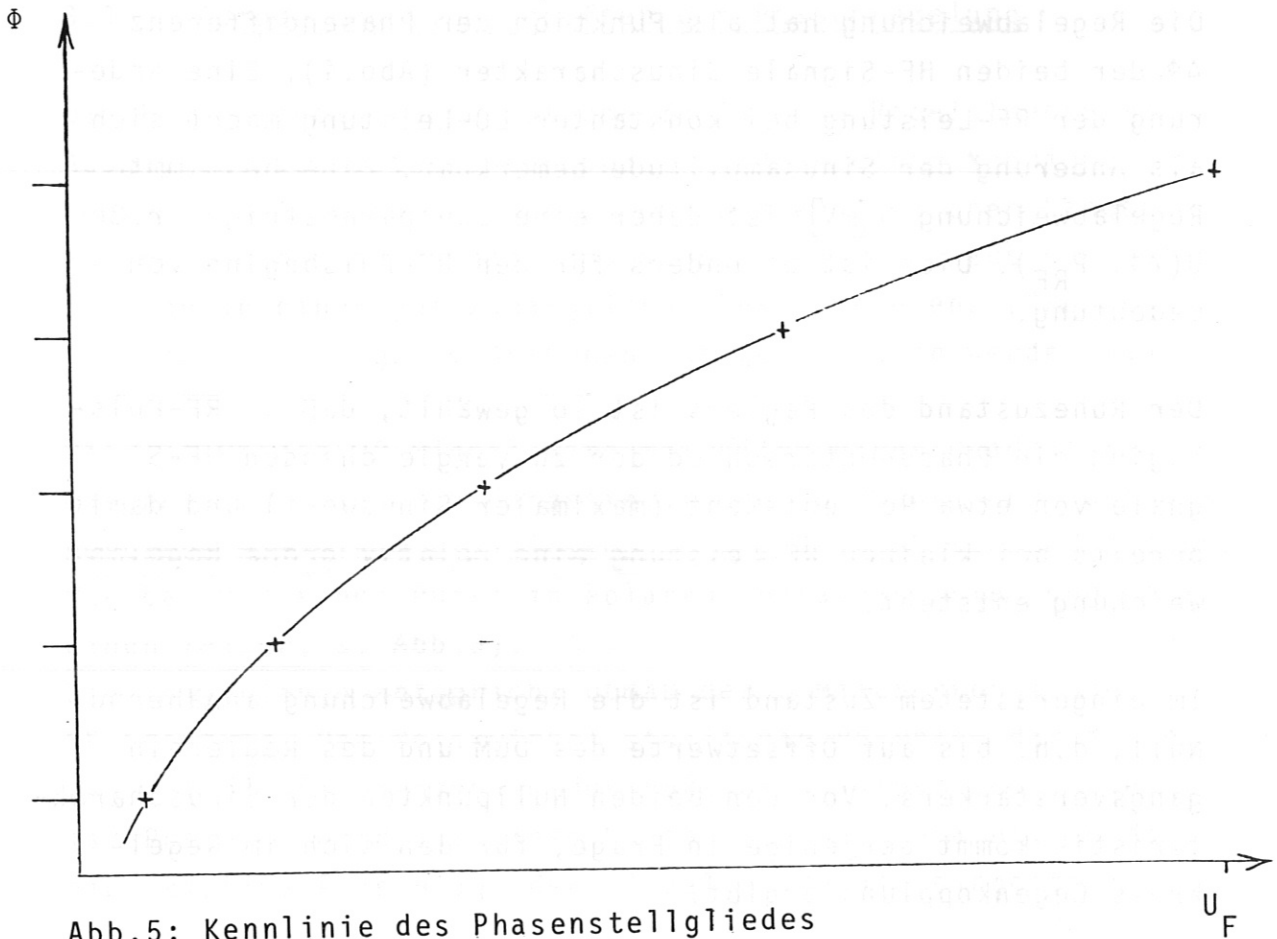
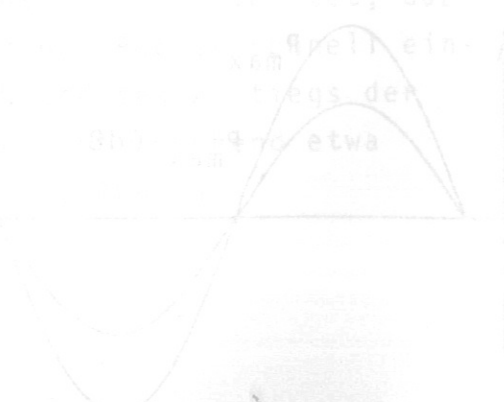


Abb.5: Kennlinie des Phasenstellgliedes

Die jeweilige Steilheit der Phasenschieberkennlinie geht in die Regelkreisverstärkung ein, so daß die Antwort des Regelkreises auf einen Sprung der Regelgröße für hohe U_F eher kriechend ist, für niedrige U_F eher schwingend. Aus demselben Grund hängt die Einrastzeit bei sonst gleichen Bedingungen von U_F und damit vom Sollwert der Phase ab.



3.4 Näheres zum Phasenvergleich

Da die vorliegende RF-Anlage gepulst betrieben wird, muß zu Beginn des RF-Pulses kleine Regelabweichung ($\leq 1\text{mV}$) verarbeitet werden. Dieser Regelabweichung sind Offsetspannungen des DGM und des nachfolgenden Operationsverstärkers überlagert.

Die Offsetspannung des DGM ist dadurch bedingt, daß Mikrowellenbauteile (insbesondere Halbleiterbauteile) nicht beliebig genau an ein 50 Ohm-Leitungssystem angepaßt werden können. Wird der DGM allein mit LO-Leistung beaufschlagt, so entsteht an seinem ZF-Ausgang eine Offsetspannung, die von den folgenden Parameters abhängt:

- a) Innenaufbau des DGM
- b) Anpassung an sämtlichen Toren
- c) LO-Leistung
- d) LO-Frequenz
- e) Temperatur
- f) Exemplarstreuung

Der Reflexionsfaktor am LO-Tor ist von der Ansteuerung des dort befindlichen Phasenschiebers (Sollphase) abhängig und beeinflußt damit den Mischeroffset empfindlich (einige mV Änderung). Der Einrastvorgang hängt damit nicht nur vom Arbeitspunkt U_F des Stellgliedes ab, sondern auch vom Arbeitspunkt U_β des Sollwertphasenschiebers.

Die Exemplarstreuung der Offsets ist erheblich. Sie konnte teilweise dadurch aufgefangen werden, daß die LO-Leistungen für jeden Mischer einzeln eingestellt wurden. Sie variieren in den einzelnen Kanälen um mehr als eine Größenordnung; dementsprechend müssen die Pegel an den RF-Toren der DGM eingestellt werden (vgl. Abschnitt über Linearität der Ist-Phase).

Der ZF-Ausgang des DGM ist nicht mit 50 Ohm abgeschlossen.

Die ZF-Signalamplitude würde sonst nicht für den geforderten Dynamikbereich bezüglich der RF-Leistung ausreichen. Der Eingangswiderstand des nachfolgenden Operationsverstärkers beträgt $10 \text{ k}\Omega$. Seine Offsetspannung ist temperaturstabil und wird mit einem Potentiometer definiert eingestellt.

3.5 Nichtlinearität der Ist-Phase

Dynamikbereich der Phasenregelung

Der Dynamikbereich der Phasenregelung ist durch den Pegel am RF-Tor des DGM begrenzt und zwar:

- a) nach unten durch Pegel, die eine so geringe Regelabweichung hervorrufen, daß sie vom Regler nicht mehr verarbeitet werden kann.
- b) nach oben durch Phasennichtlinearitäten insofern, daß die Istphase eine Funktion des RF-Pegels wird bei sonst gleichem Zustand des eingerasteten Reglers (s. Abb.3).

Die vorliegende Phasenregelung hat einen Dynamikbereich von 20 dB der RF-Leistung. Da die Nichtlinearität etwa für $P_{LO}/P_{RF} < 10$ auftritt, müssen die maximal am DGM auftretenden RF-Leistungen einzeln eingestellt werden, entsprechend dem dort vorhandenen LO-Pegel.

3.6 Genauigkeit der elektrischen Längen

Die Einstellung der elektrischen Längen zur richtigen Wiedergabe einer Phasenlage in verschiedenen Meßebenen erfolgt in zwei Schritten:

- a) vom "Rechen" (Phasenmeßstelle in Antennennähe) bis zum Antennenmundstückende.

b) vom "Rechen" bis zum jeweiligen Q-Mischer.

Soll die Phasenlage $\phi_i = \Phi$ ($i = 1 \dots 8$) am Ort A über eine Strecke \overline{AB} übertragen werden, so werden die Phasen ϕ_i am Ort B um einen Mittelwert $\overline{\Phi}$ streuen, da die Längen \overline{AB}_i Fertigungstoleranzen enthalten. Es wird eine Normalverteilung angenommen mit der Standardabweichung σ (68 % der ϕ_i liegen innerhalb von $\overline{\Phi} \pm \sigma$). Nach mehrfach durchgeführten Messungen (jeweils 8 Kabellängen) beträgt $\sigma = 2^\circ$. Für die gesamte elektrische Länge vom Antennenmundstückende bis zu den Q-Mischern ist $\sigma = 4^\circ$.

Die an Meßrichtkopplern in Antennennähe eingestellten Phasen können überprüft werden, da in der Antennensektion weitere Meßstellen vorhanden sind, die die Phasenlage am Mundstück mit $\sigma = 4^\circ$ wiedergeben. Diese Signale werden mit einem anderen Satz Kabel übertragen als diejenigen der Meßrichtkoppler. Für die so gemessenen Phasen ϕ_i gilt $\sigma = 8^\circ$. Derartige Messungen (an den Meßstellen "3V", bzw. "2V") führten zur Bestätigung der eingestellten Phasenlage:

$$\overline{\Phi} = 62,3 \quad \sigma = 6,7 \quad \text{für Meßstelle 3V}$$

$$\overline{\Phi} = 60,5 \quad \sigma = 8,3 \quad \text{für Meßstelle 2V}$$

Man beachte, daß eine relative Fehlergrenze in % nicht angegeben werden kann, da $\overline{\Phi}$ je nach Phasenlage des Referenzoszillators verschieden ausfällt.

3.7 Langzeitstabilität

Die Langzeitstabilität beträgt

bei der geregelten RF-Leistung	$\pm 0,1$ dB
bei der geregelten Phase	$\pm 1^\circ$

entsprechend der Anzeigegenauigkeit der verwendeten Meßgeräte.

3.8 Grundsätzliches zu den Kennlinien und zu dem RF-Anfahrvorgang

Für die HF-Detektoren, die DGM und die Q-Mischer läßt sich zusammenfassend feststellen, daß in erster Näherung

$$\log U \sim \log P_{RF}$$

Mit U ist dabei die Richtspannung des Detektors, bzw. die Ausgangsspannung des DGM, bzw. die "Zeigerlänge" am Ausgang des Q-Mischers gemeint.

Wird die Größe U als Regelabweichung verwendet und enthält der Regler einen I-Anteil, um die Regelabweichung vollständig zu beseitigen, so ist das Reglerverhalten von ΔP_{RF} und P_{RF} abhängig.

Man könnte statt U auch $\log U$ als Reglereingangssignal verwenden. Die Zeitkonstante des Logarithmierers würde den Regelvorgang jedoch etwas verlängern.

4. Das RF-Datenerfassungssystem (Beschreibung des HF-Teils)

4.1 Zielsetzung

Die hinlaufenden und rücklaufenden Wellen sollen nach Betrag und Phase in den einzelnen Hohlleitern gemessen werden. Aus den gemessenen Beträgen und Phasen soll der komplexe Reflexionsfaktor berechnet und damit die Anpassungsverhältnisse der Antenne ans Plasma beurteilt werden. Außerdem soll der Verlauf von Betrag und Phase als Funktion der Zeit dargestellt werden.

4.2 Referenzphasen

Die Referenzphasen für die Phasenregelung, -einstellung und -messung werden durch Leistungsteilung vom Steueroszillator abgeleitet.

Die LO-Phasen für die Q-Mischer der Datenerfassung können umgeschaltet werden, so daß für die Überprüfung des Betriebszustandes der Q-Mischer und der nachfolgenden Datenerfassung die Phasen 0° , 45° und 90° nacheinander realisiert werden. Die Antennenphasen werden für diese Messung durch Dummy-Phasen ersetzt, die ebenfalls vom Steueroszillator abgeleitet werden. Über die Genauigkeit der Dummy-Phasen gibt Absch.3.6 Auskunft.

4.3 Phasen- und Amplitudenmessung mit Q-Mischern

Der Meßrichtkoppler in Antennennähe dient als Meßort für hin- und rücklaufende Wellen für die Datenerfassung. Die insgesamt 16 RF-Signale werden mit Koaxialleitungen in eine Meßkabine übertragen und mit Leistungsteilern aufgeteilt. Damit gewinnt man die RF-Signale für Phasenregelung, -einstellung und -messung. Eine unabhängige Amplitudenmeßmöglichkeit ist sowohl für hin- wie auch für rücklaufende Wellen vorhanden.

Die Ausgangsspannungen der Q-Mischer verhalten sich wie $A_{RF} \sin \phi$ und $A_{RF} \cos \phi$. Dabei ist ϕ die Phasendifferenz der zu vergleichenden HF-Signale. In polarer Darstellung (x-y-Betrieb eines Oszilloskops) bekommt man einen Meßpunkt mit den Koordinaten (A_{RF}, ϕ) . Dabei ist A_{RF} die bereits früher erwähnte "Zeigerlänge". Die Offsetwerte der Q-Mischer werden kompensiert. A_{RF} und ϕ werden anschließend vom Rechner ermittelt, wobei die verschiedenen Amplituden am Sinus- bzw. Cosinus-Ausgang berücksichtigt werden.

Die Exemplarstreuung der DGM, die in den Q-Mischern eingebaut sind (ANZAC, Typ MD 614) erforderte eine Einstellung der elektrischen Längen in jedem Mischer. Am Ausgang ergeben sich die Signale $A_{RF} \sin \phi$ und $A_{RF} \cos \phi$ nur dann, wenn die LO- und RF-Signale phasenrichtig den DGM zugeführt werden. Die vorliegende Schaltung ist damit schmalbandig auf 1,3 GHz abgestimmt. Die Richtigkeit der Einstellung wird dadurch geprüft, daß die Phase am RF-Tor des Q-Mischers über 360° gewobbelt wird. Am Ausgang ergibt sich in polarer Darstellung ein Kreis; bei falscher Einstellung eine Ellipse, deren große Achse entweder mit der Achse des 1. und 3. Quadranten oder des 2. und 4. Quadranten zusammenfällt. Die maximale RF-Leistung beträgt 1/10 der LO-Leistung, um Phasennichtlinearitäten zu vermeiden.

Die Offsetspannungen und die Zeigerlängen A_{RF} unterliegen ebenfalls Exemplarstreuungen. Die Kennlinien der Q-Mischer bezüglich der RF-Leistung sind jedoch bis auf einen konstanten Faktor (der für sämtliche Punkte der jeweiligen Kennlinie gleich ist) identisch.

4.4 Die Genauigkeit des HF-Teiles der Datenerfassung

Nach Abschnitt 3.6 gilt für die gewünschte Phasenlage ϕ_i ($i = 1 \dots 8$) $\sigma = 4^\circ$. Bei der Datenerfassung kommt noch ein Satz elektrischer Längen mit $\sigma = 2^\circ$ hinzu. Für die so ermittelte Phasenlage ergibt sich daher $\sigma = 6^\circ$.

Es ist ferner von Interesse, wie genau die hinlaufenden Phasen mit den rücklaufenden verglichen werden können. Dazu wird am "Rechen" (Phasenmeßebene in Antennennähe) ein Signal konstanter Phase eingespeist und die angezeigten Phasen $\bar{\phi}_{hi}$ der hinlaufenden Wellen mit den Phasen $\bar{\phi}_{ri}$ der rücklaufenden Wellen verglichen. Es folgt (jeweils drei verschiedene Meßreihen)

- | | | | | |
|----|-------------------------------|----------------------|------------------------------|----------------------|
| 1. | $\bar{\phi}_h = - 1^\circ 2,$ | $\sigma = 2^\circ 7$ | $\bar{\phi}_r = - 1^\circ 6$ | $\sigma = 2^\circ 7$ |
| 2. | $\bar{\phi}_h = 1^\circ 1$ | $\sigma = 2^\circ 4$ | $\bar{\phi}_r = 0^\circ 8$ | $\sigma = 3^\circ 3$ |
| 3. | $\bar{\phi}_h = 1^\circ 7,$ | $\sigma = 2^\circ 0$ | $\bar{\phi}_r = 2^\circ 1$ | $\sigma = 2^\circ 7$ |

5. Abschließende Bemerkungen zu den Regelungen

Der Entwurf und Betrieb der Amplitudenregelung bereitete wenig Schwierigkeiten. Der "Ist-Soll"-Vergleich wird mit einem Operationsverstärker (LF 355) durchgeführt; dabei werden zwei Gleichspannungspegel verglichen. Der Regler selbst enthält ebenfalls einen LF 355. Da er kriechend eingestellt ist, spielt die Grenzfrequenz des Operationsverstärkers keine Rolle. Schnellere Operationsverstärker sind verfügbar (z.B. LF 356). Die Regelstrecke reagiert prompt; die Tot- und Verzugszeit liegen deutlich unter $10 \mu\text{s}$.

Bei der Optimierung des Dynamikbereichs der Amplitudenregelung ist zu beachten, daß der für die Istwertmessung verwendete Detektor eine exponentielle Kennlinie hat. Man muß entweder seine Richtspannung logarithmieren (die Regelung wird dadurch langsamer) oder den Sollwertsteller entsprechend (exponentiell) auslegen.

Der Phasenvergleich wird in der "HF-Ebene" durchgeführt und bereitet insbesondere beim Anfahren der RF-Leistung Schwierigkeiten (s. Absch. 3.4, 3.5, 3.8). Das Konstanthalten der Leistung am RF-Tor des DGM, mit dem der Phasenvergleich durchgeführt wird, wäre ein Ausweg unter der Voraussetzung von Amplitudenstellgliedern mit vernachlässigbarem Phasengang. Da letztere am Anfang der Entwicklung nicht zur Verfügung standen, ist dieser Weg nicht besprochen worden.

Das Heruntermischen des 1,3 GHz-Signals auf eine Frequenz zwischen 30 MHz bis 60 MHz und ein anschließender Phasenvergleich ist eine andere Möglichkeit. Ein entscheidender Vorteil wäre eine bessere Anpassung der Bauteile in diesem Frequenzgebiet. Phasenregelsysteme dieser Art sind bekannt; die vorliegende RF liegt jedoch in einem Band, in dem direkter Phasenvergleich möglich ist, wie auch diese Arbeit zeigt. Der vorliegende Regler erfordert allerdings eine feinfühligere Einstellung und wird dadurch fer-

tigungsunfreundlich, insbesondere im Fall größerer RF-Bandbreiten oder strenger Temperaturforderungen.

Das Verhalten der vorhandenen Regler konnte im Labor an leicht zu bauenden Testregelstrecken optimiert werden. Auf die Anwendung eines Rechners wurde daher verzichtet.

6. Literaturhinweise

- (1) Samal, E.: Grundriß der praktischen Regelungstechnik
(R. Oldenbourg Verlag 1981)
- (2) Xander, K.; Enders, H.H.: Regelungstechnik mit elek-
tronischen Bauelementen (Werner-Verlag 1981)
- (3) Brinkschulte, H. et.al., Proc. 2nd Joint Grenoble-
Varenna Internat. Symposium, Como, Italy,
September 1980, EUR 7424 EN, Brussels 1981,
Vol. I, p. 427

8. Daten des LHRH RF-Systems

Betriebsfrequenz	1,3 GHz
Frequenzstabilität (Langzeit und Kurzzeit)	10^{-6}
Verfügbare Leistung (Klystronausgänge)	8 x 300 kW
Maximale Pulslänge	1,5 s
Dynamikbereich der Amplitudenregelung (Stellbereich)	> 20 dB (Leistungs-dB)
Dynamikbereich der Phasenregelung bezüglich der RF-Leistung	20 dB
Stellbereich der Phasenregelung	330° min.
Anstiegszeit der RF-Leistung	2 ms min. 10 ms max.
Einrastzeit der Phasenregler beim Anfahren der RF-Leistung	200 μ s min. 400 μ s max.
RF-Einrastpegel der Phasenregelung beim Anfahren der RF-Leistung	$P_{RF,max} - 17$ dB
Kurzzeitstabilität der geregelten RF-Leistung	$\Delta P < 0,05$ dB
Langzeitstabilität der geregelten RF-Leistung	$P_{Soll} \pm 0,1$ dB
Kurzzeitstabilität der geregelten Phase	$\Delta \Phi < 0,5^{\circ}$
Langzeitstabilität der geregelten Phase	$\Phi_{Soll} \pm 1^{\circ}$
Unsicherheit des eingestellten Sollwertes der RF-Leistung (untere Grenze der Meßgenauigkeit)	$P_{Soll} \pm 0,1$ dB
Unsicherheit des eingestellten Sollwertes der Phasenlage (8 Einzelphasen)	$+ 4^{\circ}$ (Standardabweichung σ)
Unsicherheit des Ist-Wertes der Phasenlage (8 Einzelphasen)	
a.) Messung am Meßrichtkoppler:	$\pm 6^{\circ}$ ($\pm \sigma$)
b.) Messung am Antennenmündstückkoppler	$\pm 8^{\circ}$ ($\pm \sigma$)

Danksagung.

Der Autor möchte seinen Kollegen, insbesondere Herrn Max Münich und Dr. Fritz Leuterer für Anregungen zu dieser Arbeit, sowie Herrn Francesco Monaco für tatkräftige Unterstützung bei der Herstellung der Hardware danken.

