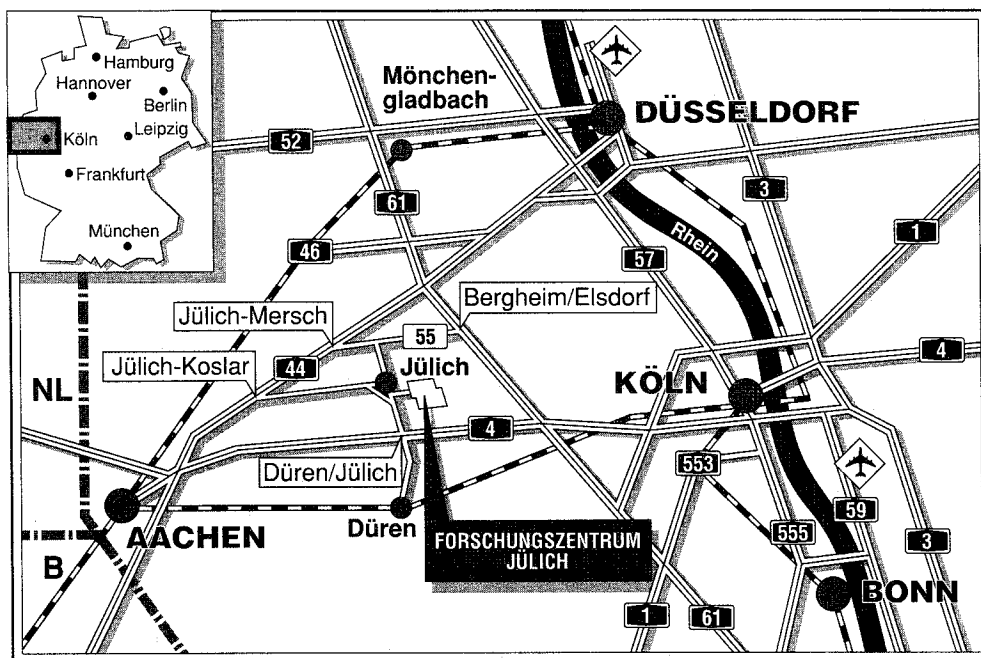


Institut für Kernphysik

Strahlteilchenphasenmessung und Regelung beim Protonen- beschleuniger COSY

Alexander Schnase



Berichte des Forschungszentrums Jülich ; 2878

ISSN 0944-2952

Institut für Kernphysik Jül-2878

D 82 (Diss. RWTH Aachen)

Zu beziehen durch: Forschungszentrum Jülich GmbH · Zentralbibliothek
D-52425 Jülich · Bundesrepublik Deutschland
Telefon: 02461/61-6102 · Telefax: 02461/61-6103 · Telex: 833556-70 kfa d

Strahlteilchenphasenmessung und Regelung beim Protonen- beschleuniger COSY

Alexander Schnase

Abstract

Particle accelerators require that the orbit of the charged particles in the vacuum chamber is controlled to fulfil narrow limits. This is done by magnetic deflection systems and exactly adjusted rf-acceleration. Up to now the necessary control-functions were realised with analogue parts.

This work describes a digital phase control system that works in real time and is used with the proton accelerator COSY.

The physical design of the accelerator sets the accuracy-specifications of the revolution frequency (< 1 Hz in the whole range from 400 kHz to 1.6 MHz), the phase-difference ($< 0.01^\circ$), the signal-to-noise-ratio (< -60 dBc) and the update rate (< 1 μ s) of the parameters. In a typical operation the beam is first bunched and synchronised to the reference oscillator. After that the beam influences the rf-system with the help of charge detectors and now the rf-system will be synchronised with the bunched beam. This control-loop is modelled and simulated with PSPICE.

The signal generation for the tuning of the acceleration-cavities is based on an NCO-scheme operating with constant clock rate and in an improved version with variable clock rate (24 bit resolution) which is derived from a 1.5 GHz reference oscillator.

The phase is controlled via complex 16x16 bit multipliers which serve as digital phase-shifters and allow to reach the desired resolution in combination with look-up-tables by using the in-phase and the quadrature component of the digital signals.

Phase-errors of the non-ideal analogue elements of the acceleration system are taken into account and can be compensated. The amplitude-correction is a dedicated subsystem that uses a fast algorithm implemented with complex multipliers, shifters and look-up-tables. To optimise the time domain behaviour of the system several FIR-filter structures are considered and an analysis of the accuracy-limits depending on glitches, aliasing and jitter is performed. A set of suitable 12 bit A/D and D/A-converters completes the control loop by inserting the transfer function of the particle beam.

The whole system is modular and comprises about 60 PC-boards using strip-line connection. With parallel processing corresponding to $2 - 3 \cdot 10^9$ integer operations per second a high effective bandwidth is achieved which is indispensable to suppress synchrotron oscillations and to guarantee a long beam life-time. The functioning of the digital controller has been tested at the particle accelerator COSY at Jülich.

Areas of application of the fast and precise digital synthesis with other accelerators are discussed, not limited to sinusoidal stimuli. The flexibility of the digital system allows to synthesise quasi-periodically signals that are phase-locked and accurate in frequency, whereas the settling-time is only one period of the signal at frequencies up to several MHz.

Zusammenfassung

Der Betrieb von Teilchenbeschleunigern setzt voraus, daß die Bahn der geladenen Partikel innerhalb enger Grenzen in einem evakuierten Rohr, kontrolliert gehalten wird. Dies erfolgt durch geeignete magnetische Umlenksysteme und exakt geführte Hochfrequenzbeschleunigung. Die hierfür erforderlichen Steuersysteme wurden bisher weitgehend analog realisiert.

In der vorliegenden Arbeit wird erstmals ein digitales Echtzeit Steuerung- bzw. Regelungssystem realisiert und am COSY-Protonen-Beschleuniger erfolgreich getestet.

Zunächst werden aus den physikalischen Bedingungen des Beschleunigers Anforderungen an die Genauigkeit der Anregungsfrequenz (< 1 Hz im gesamten Variationsbereich von 400 kHz bis 1,6 MHz), der Phasenlage ($< 0,01^\circ$), der Amplitudenstörungen (< -60 dBc) sowie der Änderungsgeschwindigkeit (< 1 μ s) abgeleitet. Im anfänglichen Betrieb wird bis zur Bildung von Ladungsträgerpaketen der Strahl im "gesteuerten Modus" nach Programm beschleunigt, danach mit Hilfe von kapazitiven Ladungsdetektoren im "geregelten Modus" betrieben. Hierzu wird die Regelstrecke modelliert und in PSPICE simuliert.

Die Erzeugung der Signale für die Abstimmung der Kavitäten als Beschleunigungsstrecken basiert auf einem NCO mit konstantem Takt bzw. in verbesserter Form mit variablem Takt (24 bit Auflösung), der von einem 1,5 GHz Generator abgeleitet wird. Die Phaseneinstellung erfolgt mit Hilfe komplexer 16x16 bit Multiplizierer, die als digitale Phasenschieber geschaltet werden und unter Ausnutzung der Quadraturkomponenten aus Look-up-Tabellen ausreichende Auflösung ermöglichen. Phasenfehler der im Beschleuniger verwendeten Analogelemente werden berücksichtigt und kompensiert. Zur Amplitudenkorrektur wird ein schneller Algorithmus entwickelt und in komplexen Multiplizierern implementiert. Zur Optimierung des Zeitverhaltens des Systems werden verschiedene FIR-Filter betrachtet, sowie eine Analyse der Genauigkeitsgrenzen infolge von lauffzeitbedingten "glitches", aliasing und jitter durchgeführt. Mit den entsprechenden 12 bit A/D- und D/A-Wandlern wird die Einbindung in den "Strahl" als Regelstrecke komplettiert.

Die einzelnen Systemteile sind unter Verwendung von Streifenleitertechnik in Hardware (ca. 60 Steckplätze) realisiert. Durch Ausnutzung weitgehender Parallelverarbeitung entsprechend 2 - 3 Mrd. Ganzzahloperationen/Sekunde, wird eine hohe effektive Bandbreite erreicht, die für die Unterdrückung von Synchrotronschwingungen und lange Lebensdauer des Teilchenstrahls erforderlich ist. Die Funktion des digitalen Reglers wurde am Jülicher Beschleuniger COSY getestet.

Anwendungen der extrem schnellen und präzisen digitalen Synthese in anderen Beschleunigern werden diskutiert, u. a. auch solchen mit nicht sinusförmiger Anregung. Die Flexibilität des digitalen Systems ermöglicht auch die phasenstarre und frequenzgenaue Synthese quasi periodischer Schwingungen mit Einregelung innerhalb von 1 Periode bis zu Frequenzen von einigen MHz.

1.	Einleitung.....	1
2.	COSY	5
2.1.	Der Protonenbeschleuniger COSY	5
2.2.	Das COSY-HF-System	8
2.3.	Kavitätsabstimmung.....	11
3.	Grundlagen der Beschleunigung	15
3.1.	Beschleunigertheorie	16
3.2.	Anforderungen und Limitationen	20
3.3.	Simulation des Teilchenstrahls.....	21
4.	Strahlpulsdetektion.....	25
4.1.	Auslegung des Signalaufnehmers.....	25
4.2.	Zusammenhang zwischen Phase und Schwerpunkt.....	29
5.	Modellierung der Regelstrecke.....	31
5.1.	Der Phasenregelkreis (PLL) eines Beschleunigers.....	35
5.2.	Grundlagen der digitalen Signalsynthese.....	42
5.3.	Auswahl des Phasendetektors.....	56
6.	Baugruppen der digitalen Signalverarbeitung	67
6.1.	Simulation digitaler Baugruppen	68
6.2.	Auswahl von Wortbreite und Abtastrate.....	68
6.3.	Leiterplattentechnologie	72
6.3.1	Leiterbahnparameter für High-Speed-Design	74
6.4.	Realisierte Platinen	80
6.4.1.	AD-Wandler 12 bit.....	81
6.4.2.	DA-Wandler.....	84
6.4.3.	Numerisch gesteuerter Oszillator (NCO).....	88
6.4.4.	Look-Up-Tabelle (LUT)	89
6.4.5.	Komplexer Multiplizierer	90
6.4.6.	Phasenkorrektur und Werteumsetzung	92
6.4.7.	Phasenkalibrierung.....	94
6.4.8.	Digitale Filter.....	95
6.4.9.	Koordinatentransformation.....	103
6.4.10.	“Schnelle” Amplitudenkorrektur.....	105
6.4.11.	PID-Kompensationsfunktion.....	107
6.4.12.	Addierer / Subtrahierer 16 bit.....	109
6.4.13.	Takterzeugung und Taktverteilung	109
6.4.14.	Anbindung an Steuerrechner	113
6.4.15.	Visualisierung (Amplituden- und Phasenanzeige).....	114

7.	Gesteuerter und geregelter Betrieb	115
7.1.	Gesteuerter Betrieb mit konstantem Takt	115
7.2.	Gesteuerter Betrieb mit variablem Takt.....	117
7.3.	Phasenmessung mit festem Takt.....	119
7.4.	Phasenmessung mit variablem Takt.....	124
7.5.	Phasenregelung mit variablem Takt.....	127
8.	Zusammenfassung und Ausblick.....	132
9.	Literaturverzeichnis	135
A.	Anhang.....	A1
A.1.	Verwendete Konstanten	A1
A.1.1.	Designparameter von COSY	A1
A.1.2.	Strahlbezogene Parameter von COSY.....	A2
A.2.	Modulationsübertragung bei Tiefpaß und Bandpaß	A2
A.2.1.	Großsignalnäherung für einen Phasensprung	A3
A.2.2.	Kleinsignalnäherung für modulierte Signale	A8
A.3.	Übersicht der erstellten Baugruppen	A12
A.4.	Programmierbare Bausteine.....	A13
A.4.1.	Mischprodukte des komplexen Multiplizierers.....	A13
A.4.2.	EPROMs der "schnellen" Amplitudenkorrektur.....	A14
A.4.3.	PAL-Gleichungen der schnellen Amplitudenkorrektur....	A15
A.4.4.	PAL-Gleichungen für IEEE-Handshake.....	A18
A.4.5.	PAL-Gleichungen für das VME-Bus-Interface.....	A19
A.4.6.	PROMs der Tabelle zur Sinus/Cosinus-Ausgabe	A20
A.5.	Verwendete Meßgeräte und Signalgeneratoren.....	A21
A.6.	Programme	A22
A.6.1.	sim20ph4.pas (Phasenmessung mit konstantem Takt).....	A22
A.6.2.	simvar.pas (Phasenmessung mit variablem Takt).....	A26
A.6.3.	ATauswrt.pas (Messung mit konstantem Takt)	A29
A.6.4.	AT_2STEL.pas (Messung mit variablem Takt).....	A35
A.6.5.	Wellenwiderstand einer Streifenleitung	A38
A.6.6.	PSPICE-Simulationen.....	A39
A.6.7.	Verwendete Programmiersprachen und Applikationen....	A42

1. Einleitung

Seit dem Ende des 19. Jahrhunderts sind Vorrichtungen bekannt, die geladene Teilchen beschleunigen können. Der wohl am meisten verbreitete Typ ist der Potentialbeschleuniger, der als Kathodenstrahlröhre in Oszilloskopen und im heimischen Fernsehapparat anzutreffen ist. Die von einer Glühkathode emittierten Elektronen durchlaufen eine Potentialdifferenz von bis zu 25 kV. Bei höheren Spannungen tritt beim Auftreffen der Elektronen auf die Anode Bremsstrahlung auf. Dies wird in Röntgenröhren für medizinische Zwecke angewendet. Für die Beschleunigung von Ionen für Teilchenexperimente (Bild 1-1) werden Spannungen bis zu ca. 1 MV angelegt, die entweder durch Gleichrichteraskaden oder durch einen Bandgenerator bereitgestellt werden. Die maximale Beschleunigungsspannung und damit der Energiegewinn für die positiven Ionen wird durch ungewollte Hochspannungsentladungen begrenzt. Für Ionen mit hoher Kernladungszahl ist die in Bild 1-2 dargestellte Tandemanordnung eine Möglichkeit, die Energie zu erhöhen. Negative Ionen werden von der anliegenden Potentialdifferenz beschleunigt. An einer Umladefolie oder einem Gastarget werden einige der Elektronen der negativen Ionen abgestreift. Die nun positiv geladenen Ionen werden von dem positiven Potential der Umladestrecke abgestoßen und weiterbeschleunigt, so daß die Beschleunigungsspannung zweifach genutzt wird. Ein Dipolmagnet selektiert die auf Erdpotential austretenden Ionen nach der geforderten Energie.

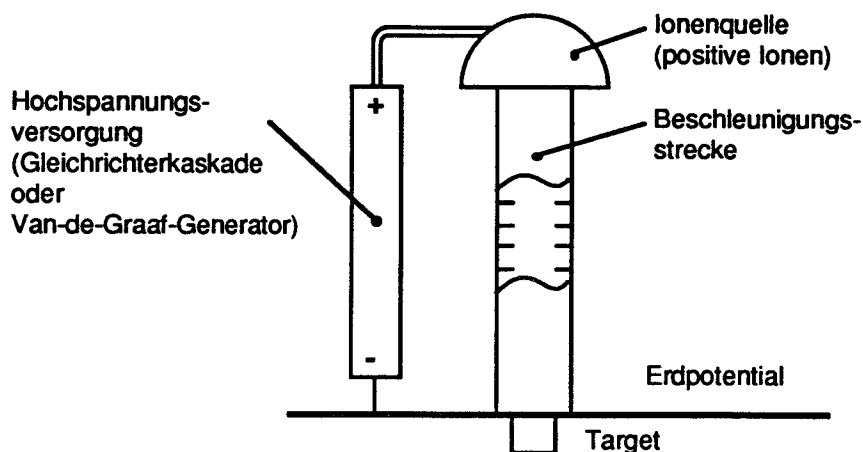


Bild 1-1: Skizze eines Potentialbeschleunigers nach [NIE-85]

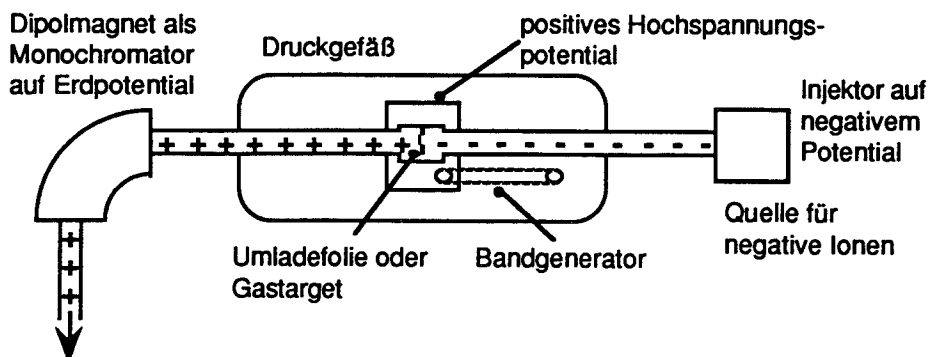


Bild 1-2: Prinzip des Tandembeschleunigers nach [NIE-85]

Potentialbeschleuniger führen einfach geladenen Teilchen, wie Protonen oder Elektronen, maximal eine kinetische Energie von ca. 1 MeV zu. Das um 1920 eingeführte Prinzip des Linearbeschleunigers basiert auf der Verwendung von elektrischen Wechselfeldern. Die Wirkungsweise ist in Bild 1-3 skizziert. Ein HF-Generator erzeugt eine Wechselspannung, die an hintereinander angeordnete Driftröhren angelegt wird. Wenn die Frequenz passend zur Geschwindigkeit der von der Ionenquelle emittierten Teilchen gewählt ist, erfahren die Teilchenpuls jeweils im Raum zwischen zwei Driftröhren ein beschleunigendes elektrisches Feld. Da die Geschwindigkeit der Teilchen durch die Beschleunigung zunimmt, weisen die Driftröhren in Richtung der Teilchenbewegung zunehmende Länge auf, damit die Phasenbedingung erfüllt ist: Die Flugzeit eines Teilchens durch einen Spalt und eine Driftröhre muß der Periodendauer des Hochfrequenzsignals entsprechen. Heutige Linearbeschleuniger verwenden statt Driftröhren Hohlraumresonatoren. In jedem Fall bestimmt die Phasenbeziehung zwischen Hochfrequenzfeld und Teilchenschwerpunkt den Energietransfer.

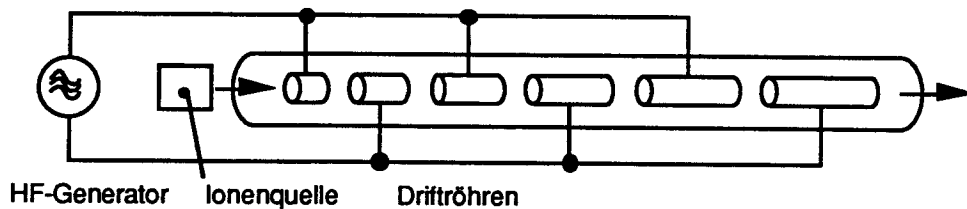


Bild 1-3: Linearbeschleuniger (Wideroetyp) nach [NIE-85]

Alle Beschleunigungsstrecken werden nur einfach genutzt. Um hohe Energien zu erzielen, weist ein Linearbeschleuniger eine entsprechend große Längenausdehnung auf.

Beim Zyklotron (siehe Bild 1-4) werden die Ionen durch ein senkrecht zur Bewegungsrichtung orientiertes Magnetfeld auf näherungsweise spiralförmigen Bahnen geführt. Der Beschleunigungsspalt befindet sich zwischen den sogenannten "Dees". Beim Passieren des Spaltes erfahren die Teilchen eine Beschleunigung, so daß ihre Bahn weiter nach außen verläuft. Nach Erreichen ihrer maximalen Energie verlassen sie das Zyklotron. Ein Zyklotron bietet den Vorteil, daß in erster Näherung das Magnetfeld und die Frequenz des HF-Generators während der Beschleunigung konstant bleiben können.

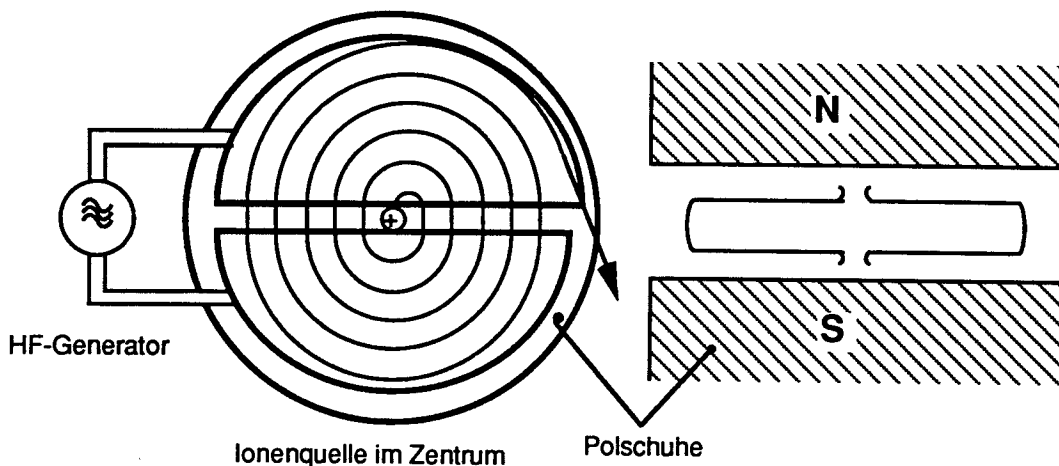


Bild 1-4: Prinzip des Zyklotrons nach [NIE-85]

Die Baugröße limitiert die maximale mit einem Zyklotron erzielbare Energie. Je größer die Vakuumkammer ist, desto schwieriger ist es, ein gutes Vakuum zu erzielen. Gleichzeitig treten Probleme mit der Homogenität des Magnetfeldes auf.

Beim in Bild 1-5 gezeigten Synchrotron ist im Gegensatz zum Zyklotron der Bahnverlauf des Teilchenstrahls durch den Durchmesser des Strahlrohres eingeschränkt. Damit die Bahn des Strahles auch tatsächlich innerhalb des Strahlrohres verläuft, wird das ablenkende Magnetfeld der Dipole (M) und die Frequenz des HF-Generators an die aktuelle Teilchengeschwindigkeit während der Beschleunigung angepaßt. Diese **zeitsynchrone** Variation gab den Ausschlag für die Wahl der Bezeichnung "Synchrotron". Ein Vorteil eines Synchrotrons ist, daß mit Hilfe von magnetischen Quadrupolen eine starke Fokussierwirkung auf den Strahl ausgeübt wird, so daß dieser nur einen relativ kleinen Raum einnimmt. Prinzipiell können die Quadrupole mit optischen Zylinderlinsen verglichen werden, die in einer Koordinatenrichtung fokussieren und in der anderen zerstreuen. Deshalb müssen immer mindestens zwei Quadrupollinsen (D) und (F) kombiniert werden. Auf diese Weise entsteht das Äquivalent einer Linsenleitung.

Für die Beschleunigung von Protonen stellt ein Synchrotron die günstigste Möglichkeit dar, eine hohe Energie zu erreichen. Bei Elektronen ist die maximal erreichbare Energie durch den aufgrund der Synchrotronstrahlung auftretenden Energieverlust limitiert.

Bei klassischen Synchrotronbeschleunigern wird ein rein analoges Hochfrequenzsystem zur Beschleunigung verwendet. Weil die Frequenz während der Beschleunigung erhöht wird, kommen VCO's¹ zum Einsatz. Da deren Frequenzstabilität und Linearität begrenzt ist, werden sie in einer Phasenregelschleife mit dem Teilchenstrahl synchronisiert.

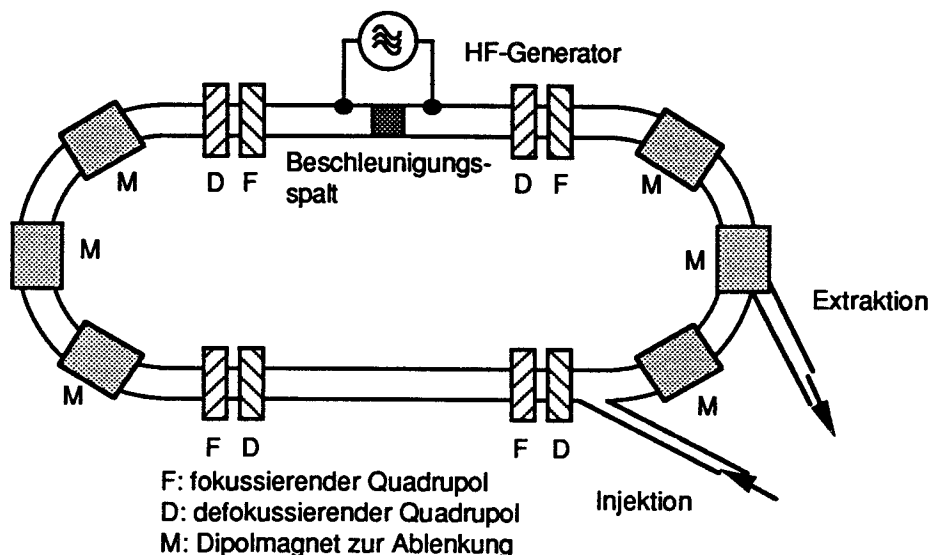


Bild 1-5: Prinzip eines Synchrotrons nach [DAN-74]

¹ VCO: Voltage Controlled Oscillator = Spannungsgesteuerter Oszillator

Dies hat zur Folge, daß die Beschleunigung einigermaßen problemlos funktioniert, aber die erreichte Endenergie nicht genau bekannt ist. Dies ist auf Abweichungen des Magnetfeldes der Ablenkmagnete oder auf thermische Einflüsse auf den Oszillator zurückzuführen. Zusätzlich kann das Phasenrauschen eines VCO die Lebensdauer des beschleunigten Teilchenstrahls verringern (siehe [HAN-77], [BOU-80], [BOU-83] und [BOU-84]) bzw. den Strahlpuls verdünnen. Deswegen werden bei Synchrotronbeschleunigern, z.B. bei der GSI [KAS-91] oder beim Cryring [KÄL-93] oder beim TSR [GRI-93] Anstrengungen unternommen, als Hauptoszillator einen numerischen Oszillator einzusetzen, dessen Frequenzgenauigkeit nur von der Wortbreite der Frequenzvorgabe und der Langzeitstabilität des mit konstanter Taktrate betriebenen Taktgenerators abhängt. Bei dem Synchrotron COSY² wird folgerichtig der nächste Schritt ausgeführt: Die bei anderen Synchrotrons bislang analog ausgeführte Phasenregelschleife ist erstmalig vollständig digital realisiert.

In dieser Arbeit wird am Beispiel der Strahlteilchenphasenmessung und Regelung verdeutlicht, wie der Einsatz der digitalen Signalverarbeitung in Bereichen, die bisher der Analogtechnik vorbehalten waren, zu Lösungen führt, die gleichzeitig hohe Präzision und Agilität miteinander vereinen.

² COSY: COoler SYnchrotron

2. COSY

In der Hochenergiephysik demonstrieren moderne Teilchenbeschleuniger als wissenschaftliche Großgeräte den Stand der Technik und der Technologie. Der Protonenbeschleuniger COSY ordnet sich in der Mittelennergiephysik ein. Nicht die hohe Endenergie, sondern eine möglichst hohe Qualität des Teilchenstrahls zeichnet diese Maschine aus. Dieser Strahl soll eine wohldefinierte Pulsform annehmen und gut fokussierbar sein. Die beschleunigten Protonen ermöglichen dann z.B. Experimente mit leichten Quarks, aber auch die Bestrahlung von Tumoren im menschlichen Körper zur Therapie.

2.1. Der Protonenbeschleuniger COSY

Der Name COSY ist ein Akronym aus dem Begriff „COoler SYnchrotron“ und beschreibt einen Teilchenbeschleuniger, der auch als Speicherring dient. Das Zyklotron Julic liefert H_{2+} -Ionen mit einer kinetischen Energie von ca. 40 MeV/Nukleon, denen beim Durchgang durch eine sogenannte Stripper-Folie die Elektronen entzogen werden. Im COSY-Ring, der die Form einer Rennbahn aufweist, werden die Protonen dann auf eine maximale Energie von 2,5 GeV beschleunigt und gespeichert. Der Grundriß der Anlage ist in Bild 2.1-1 abgebildet. Wie der Name suggeriert, soll der Teilchenstrahl gekühlt werden. Ihm wird Entropie entzogen, damit die Teilchenansammlung eine höhere Ordnung einnimmt. Die Zufallsbewegungen der einzelnen Teilchen, die mit Schrot-rauschen vergleichbar sind, werden gegenüber der gerichteten Bewegung vermindert, so daß sich die Strahlqualität verbessert. Die verwendeten Mechanismen sind Elektronenkühlung und stochastische Kühlung.

Bei der Elektronenkühlung wird ein „kalter“ Elektronenstrahl über eine Strecke von ca. 1 m parallel mit dem Protonenstrahl geführt. Dabei gibt der Protonenstrahl im Mittel einen Teil seiner Unordnung an den Elektronenstrahl ab. Hinter der Interaktionszone wird der Elektronenstrahl wieder ausgelenkt und in einem Kollektor aufgefangen. Der Elektronenkühler ist an der Position „EC“ in Bild 2.1-1 zu finden.

Bei der stochastischen Kühlung wird mit breitbandigen Aufnehmern im Bereich von ca. 1 bis 3 GHz das „Rauschen“ des Strahls detektiert und geeignet phasenverschoben dem Strahl mit einem örtlich um ca. 180° versetzten Kicker wieder aufgeprägt (siehe Positionen „SC“ in Bild 2.1-1), so daß die Zufallsbewegungen des Teilchenstrahls insgesamt verringert werden. Dafür sind Leistungen von ca. 1 kW erforderlich. Die stochastische Kühlung funktioniert nur, wenn das Eigenrauschen der Verstärker, insbesondere das der Pickup-Vorverstärker gering ist [DAN-88].

Die Design-Parameter von COSY sind im Anhang in den Tabellen A.1.1 und A.1.2 wiedergegeben. Der Beschleunigerring besteht aus zwei Halbkreisen und zwei geraden Sektionen. Die vom Zyklotron gelieferten H_{2+} -Ionen werden über eine Strahlinjektionsleitung paketweise durch eine Umladefolie in den Beschleuniger transportiert. Sind genügend Protonen akkumuliert, beginnt die Beschleunigung. Verschiedene Betriebsarten sind vorgesehen, um Experimente mit dem beschleunigten Teilchenstrahl zu ermöglichen.

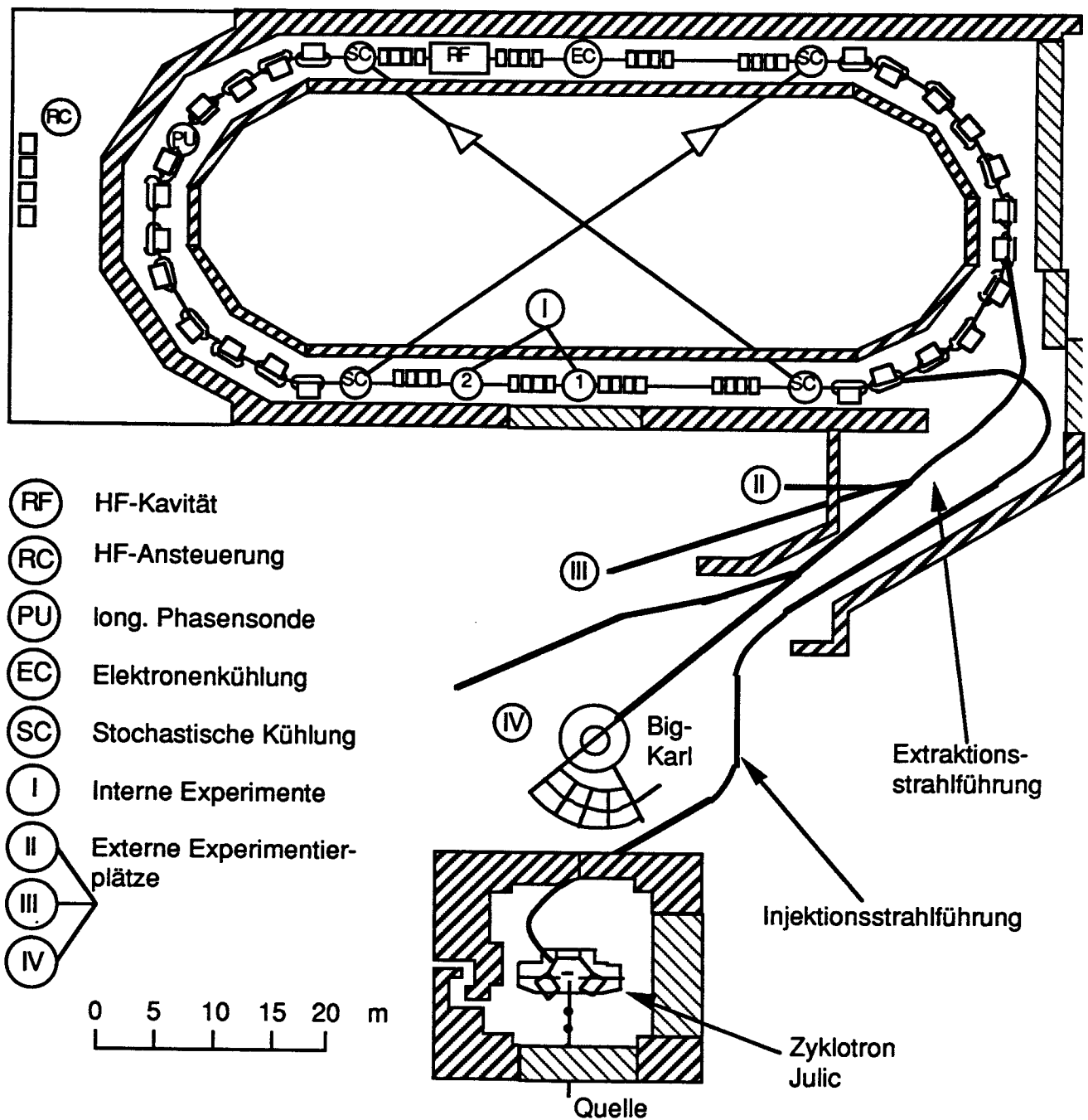


Bild 2.1-1: Grundriß des Protonen-Beschleunigers COSY

Bei internen Experimenten befindet sich eine dünne Folie oder ein Gastarget im Strahlengang. Der Teilchenstrahl wird bei jedem Durchgang gestreut und abgeschwächt. Es ist keine Speicherung im engeren Sinne möglich. Für externe Experimente wird der Teilchenstrahl über die Extraktionsstrahlführung aus dem COSY-Ring heraus zu den Experimenten geleitet.

Verschiedene Verfahren sind üblich:

- 1) Ein schneller Dipolmagnet, ein sogenannten „Kicker“, beeinflusst die Bahn des beschleunigten Teilchenstrahles, so daß dieser den Ring am Punkt der Extraktionsstrahlführung verläßt. Diese Methode ist derzeit bei COSY nicht vorgesehen.
- 2) Ähnlich dem vorigen Verfahren beeinflusst bei der Resonanzextraktion ein Kicker die Teilchensollbahn, so daß am Extraktionsort eine Instabilität vorliegt. Dort wird dann mit Hilfe eines elektrischen Septums der Teilchenstrahl extrahiert. Die Extraktion kann direkt nach der Beschleunigung erfolgen. Alternativ kann der Strahl auch erst gespeichert und gekühlt werden, bevor er zu den Experimenten geleitet wird.
- 3) Die ultralangsame Extraktion soll einen nahezu kontinuierlichen Teilchenstrom zu den Experimentierplätzen leiten. Der beschleunigte Strahl wird zunächst gespeichert. Mit Hilfe der stochastischen Kühlung wird dem gespeicherten Strahl Entropie entzogen. Von dem gespeicherten und gekühlten Strahl wird mit Hilfe eines speziellen Rauschsignals jeweils eine definierte Teilchenmenge abgeschält und wie bei der Resonanzextraktion in die Extraktionsstrahlführung geleitet.

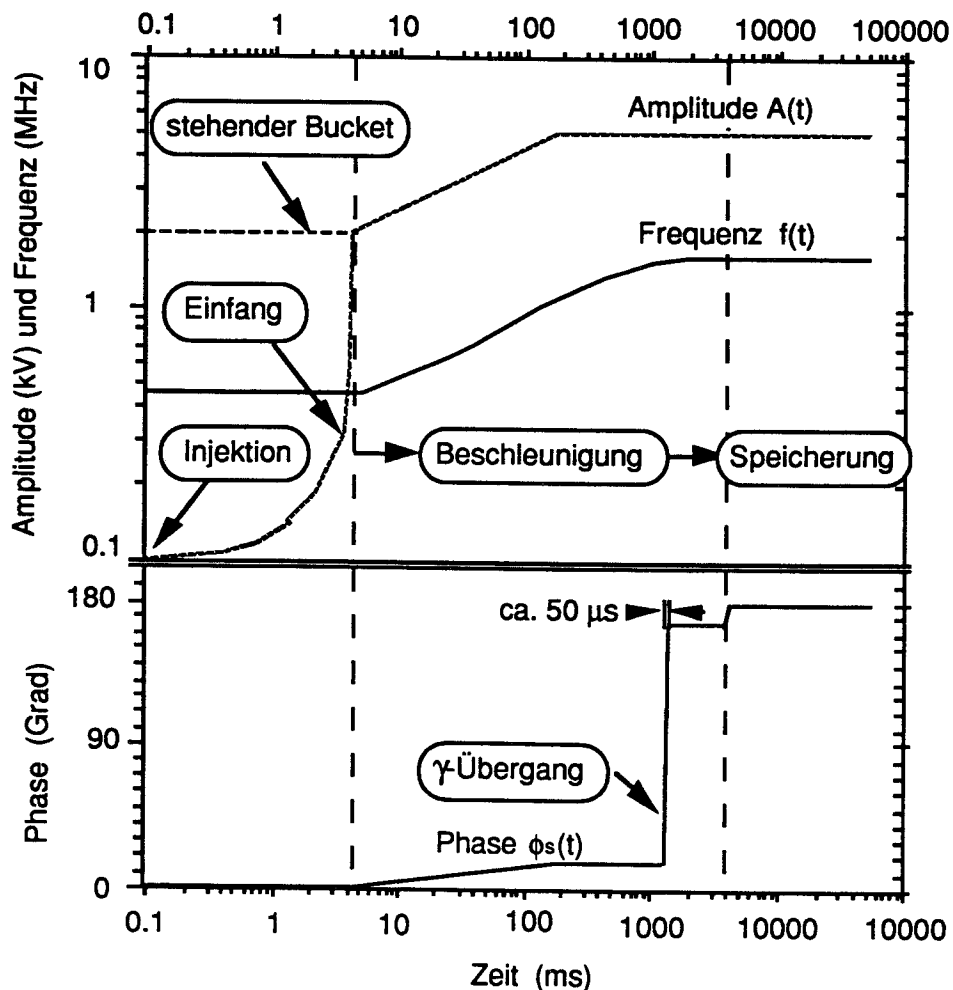


Bild 2.1-2: Typischer zeitlicher Ablauf eines Beschleunigungszyklus

Die Teilchenanzahl wird so gewählt, daß bei den externen Experimenten die Detektoren gerade richtig angesteuert werden: nicht zu wenig Teilchen für ein gutes Signal/Rausch-Verhältnis und nicht zu viele, um die Detektoren nicht zu sättigen. Die ultralangsame Extraktion soll - durch die Lebensdauer des Strahls begrenzt - von einigen Minuten bis zu Stunden ununterbrochen Teilchen zu Experimenten liefern und so die Ausnutzung der Maschine erhöhen.

Ein typischer Maschinenzyklus, bestehend aus Beschleunigung und Abbremsung, dauert einige Sekunden bis Minuten. In Bild 2.1-2 ist der zeitliche Verlauf der Parameter der Hochfrequenzsignalerzeugung bei der Beschleunigung skizziert.

Die Beschleunigung in COSY erfolgt mit einer abstimmbaren, mit Ferriten gefüllten Kavität (Position "RF" in Bild 2.1-1). Die Aufgabe des Hochfrequenzsystems (Position "RC" in Bild 2.1-1) ist es, anhand von Vorgaben ähnlich Bild 2.1-2 die Beschleunigungsspannung $U_b = A(t) \cdot \sin(2 \pi h f_a(t) \cdot t + \phi_s(t))$ zu erzeugen. Bei COSY wird mit $h = 1$ beschleunigt. Es existiert nur ein umlaufendes Teilchenpaket (Bunch) im Beschleuniger, und die Umlauffrequenz ist gleich der Frequenz f_a der Beschleunigungsspannung. Bei anderen Beschleunigern, die mit $h > 1$ operieren ($h \in \mathbb{N}$), zirkulieren entsprechend h Teilchenpakete.

Die Phase ϕ_s beschreibt den Energiefluß zwischen elektrischem Feld und Teilchenstrahl, wobei das gedachte synchrone Teilchen als Referenz dient. Je nach Phasenlage werden die den Beschleunigungsspalt durchquerenden Teilchen von dem elektrischen Feld beschleunigt oder gebremst. Die Amplitude $A(t)$ der Hochfrequenzspannung limitiert die pro Teilchenumlauf übertragbare Energie.

Die Einstellung der Ablenkmagnete (Dipole, Quadrupole und Sextupole) beeinflusst die Optik des Beschleunigers, d.h. die Abbildung der Sollbahn des stationären Teilchens auf den Querschnitt des Strahlrohres. Zusammen mit den mechanischen Abmessungen des Beschleunigerrings und der zu beschleunigenden Teilchensorte ergeben sich Beschränkungen und Anforderungen für die drei HF-Parameter $A(t)$, f_a und ϕ_s , die in Kapitel 3 diskutiert werden.

2.2. Das COSY-HF-System

Eine Übersicht über das Hochfrequenz-System von COSY bietet Bild 2.2. Die einzelnen Baugruppen und der Signalfluß sind grob skizziert. Diese Darstellung kann mit dem in Abbildung 5.1-4 wiedergegebenen Modell der Phasenregelung verglichen werden. In Bild 2.2 sind zwei zusätzliche Regelkreise vorhanden, die die Abstimmung des Resonators und die Stabilisierung der Signalamplitude am Beschleunigerspalt auf den Sollwert $A(t)$ nach Bild 2.1-2 gewährleisten. Die Eigenschaften des Resonators und der unterlagerten Regelkreise beeinflussen das Verhalten der in Abschnitt 5.1 beschriebenen Phasenregelung. Deshalb müssen sie in ihrer Auswirkung auf den Regelkreis untersucht werden. Eine ausführliche Abhandlung der rein analogen Analyse des Phasenregelkreises eines Beschleunigers ist in [SCH-68] zu finden. Ein weiteres Beispiel der Analyse eines solchen PLL kann in [JAM-65] nachgelesen werden. Tatsächlich findet man bei fast allen weltweit installierten Teilchenbeschleunigern ein Phasenregelsystem und die zugehörige Dokumentation.

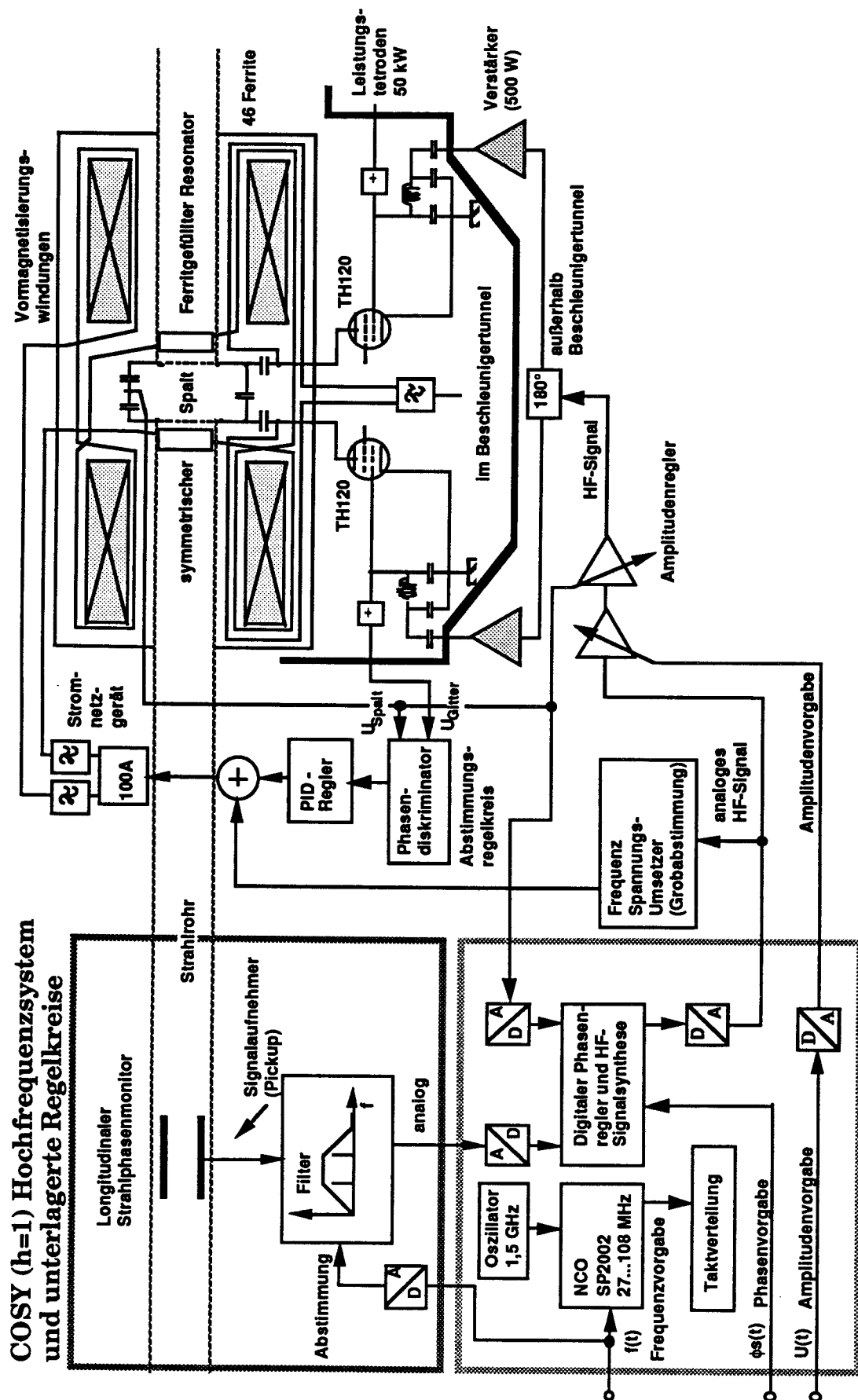


Bild 2.2: Übersicht des COSY-HF-Systems

Der analoge Teil des COSY-HF-Systems ist ein Duplikat der Installation SATURNE II in Saclay (siehe [FOU-79] und [DEG-80]). Die Beschleunigerkavität (Position "RF" in Bild 2.1-1) besteht aus dem abstimbaren ferritgefüllten Resonator (siehe Abschnitt 2.3), der auf einem Untergestell montiert ist. Dieses beheimatet eine Gegentaktröhrenendstufe mit zwei Tetroden, die, um Signalverzerrungen gering zu halten, in Klasse-A-Einstellung betrieben werden und aus einer Gleichstromeingangsleistung von bis zu 100 kVA maximal 50 kW HF-Leistung erzeugen. Die Anodenspannung ist auf 10 kV limitiert. Zusätzlich benötigen die Tetroden noch zwei Gittervorspannungen. Der Resonator ist mit 46 Ferriten vom Typ 8C12 (Valvo) gefüllt. Durch 16 Vormagnetisierungswindungen, die mit einem Gleichstrom von - 20...+200 A gespeist werden, wird die relative Permeabilität $\mu_{r\Delta}$ der Ferrite verringert und dadurch die Resonanzfrequenz erhöht. Die HF-Wirkleistung wird im wesentlichen von den Ferriten aufgenommen und in Wärme umgesetzt. Um die Wärme abzuführen, sind die Ferrite abwechselnd mit wasserdurchflossenen Kühlscheiben geschichtet.

An Monitoranschlüssen werden die gemessenen Spannungen an beiden Hälften des Beschleunigerspalts und an den Gittern der Endröhren abgenommen. Die Spannung am Beschleunigerspalt wird mit einem analogen Regelkreis auf den für die Beschleunigung festgelegten Sollwert - maximal 5 kV - stabilisiert.

Die Einstellung der Amplitude ermöglicht ein spannungsgesteuerter Regelverstärker, wobei der Sollwert von einem 12 bit DA-Wandler geliefert wird. Der Dynamikbereich beträgt ca. 55 dB, d.h. die Amplitude der Beschleunigungsspannung läßt sich im Bereich von ca. 10 V bis 5 kV einstellen.

Aus der Phasendifferenz zwischen Steuergitterspannung und Spannung am Beschleunigerspalt wird ein Regelsignal zur Kavitätsabstimmung gewonnen. Ist diese Phasendifferenz von 180° verschieden, so erzeugt ein PID-Regelverstärker ein Korrektursignal zur Ansteuerung einer Stromquelle, die den Vormagnetisierungsstrom zur Abstimmung der Kavität liefert. Die Regelbandbreite beträgt maximal 10 kHz. Die Problemstellung bei der Abstimmung der Kavität ist vergleichbar mit der Strahlteilchenphasenmessung, so daß die in Abschnitt 5.3. beschriebenen Möglichkeiten der digitalen Phasendetektion zukünftig eine weitere Anwendung finden.

Zwei Transistor-Verstärker steuern die Leistungstetroden mit je bis zu 500 W HF-Leistung an. Die Verstärker sind im Bereich von 0,1 bis 30 MHz verwendbar, weisen eine Leistungsverstärkung von 60 dB auf, und werden auch für die „ultralangsame Extraktion“ angewendet, die mit Trägern von ca. 8...12 MHz arbeitet. Ein 180°-Leistungssteiler liefert die Gegentaktsignale zur Ansteuerung beider Verstärker. Ein Signalpegel von ca. 0 dBm - von der digitalen Signalsynthese (siehe Abschnitt 5.2) zur Verfügung gestellt - genügt zur Vollaussteuerung.

Ohne den longitudinalen Strahlphasenmonitor wird das HF-System gesteuert betrieben: der Teilchenstrahl synchronisiert sich dann selbständig auf die Beschleunigungsspannung. Mit dem longitudinalen Sensor wird dagegen die Phasenbeziehung zwischen Teilchenstrahl und Beschleunigungsspannung mit einem digitalen Phasenregler gemessen und ausgewertet, so daß umgekehrt die Hochfrequenzsignalvorgabe auf den Protonenstrahl synchronisiert wird. Der Teilchenstrahl als Regelstrecke kombiniert mit dem Hochfrequenzsystem stellt einen Phasenregelkreis dar. Das Besondere an dem in dieser Arbeit vorgestellten Regler ist, daß er die analogen Eingangssignale nach Abtastung und Diskretisierung rein digital in Echtzeit verarbeitet.

2.3. Kavitätsabstimmung

Die Synchrotronkavität von COSY stellt einen Schwingkreis dar. Für die Modellierung des Phasenregelkreises wird diese Komponente charakterisiert. Die Simulation der Phasenregelung (siehe Abschnitt 5.1) berücksichtigt die Kavität als Tiefpaß bezüglich der Phasenmodulation.

Wenn die Kavität zur Modellbildung mit einem koaxialen Leitungsresonator verglichen wird, stellt das Strahlrohr den Innenleiter dar. Das Strahlrohr ist in der Mitte des Resonators aufgeschnitten und enthält einen keramischen Ring als Isolator. Die an den Keramikring angrenzenden Flansche bilden den Beschleunigungsspalt. Das elektrische Feld am Ort des Spaltes beschleunigt oder bremst die hindurchfliegenden geladenen Teilchen, abhängig von Zeitpunkt ihres Eintreffens. Die Kavität wird demnach, wie Bild 2.3-1 zeigt, als zwei im Gegentakt betriebene, ferritbestückte $\lambda / 4$ -Leitungsresonatoren beschrieben (siehe auch [CAS-91], Seiten 349 bis 369).

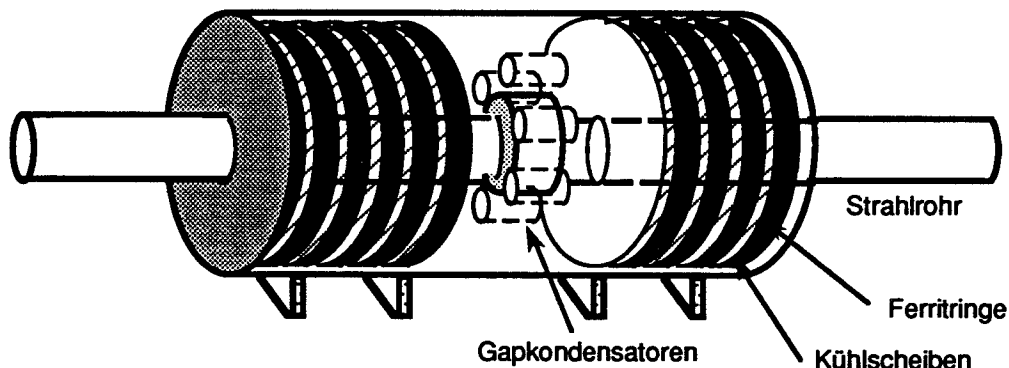


Bild 2.3-1: Darstellung der Kavität als zwei $\lambda / 4$ -Leitungsresonatoren

Bild 2.3-2 skizziert die Lage der Vormagnetisierungswicklungen. Sie verlaufen in Form einer liegenden Acht, um die induzierte Hochfrequenzspannung in den verschiedenen Segmenten zu kompensieren.

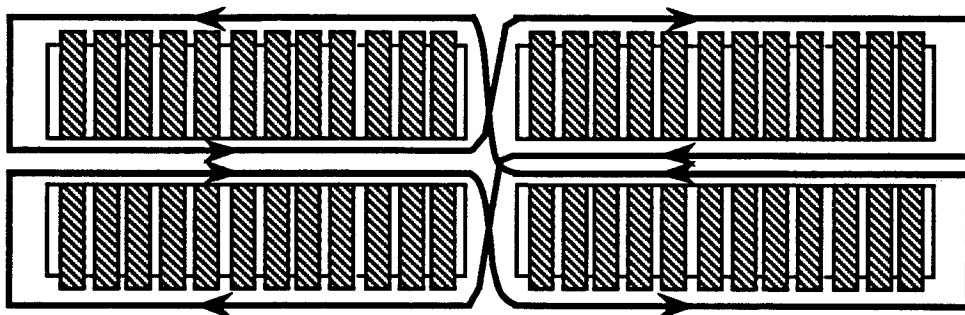


Bild 2.3-2: Anordnung der Vormagnetisierungswicklungen zur Erzeugung von H_{ext}

Bild 2.3-3 verdeutlicht das Ersatzschaltbild des Resonators: eine an einem Ende kurzgeschlossene Leitung. Am anderen Ende sind die Gapkondensatoren C_g angeordnet. Der Widerstand R_p modelliert die Güte des Resonators. Der Resonator verhält sich in einem schmalen Bereich um die Resonanzfrequenz wie ein Parallelschwingkreis nach Bild 2.3-4, dessen Induktivität verändert wird.

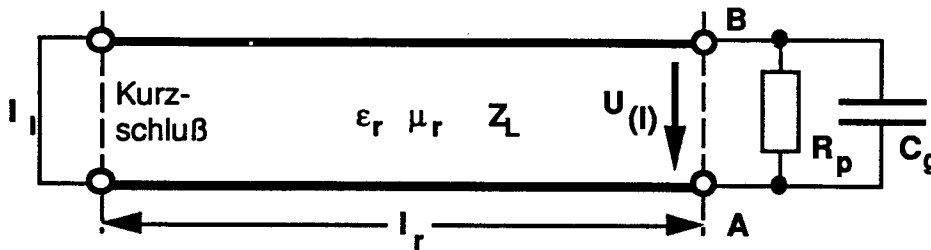


Bild 2.3-3: Ersatzschaltbild des Koaxialresonators mit Z_L als Wellenwiderstand

Die Resonanzbedingung am Punkt AB lautet [DÖR-81]:

$$Z_L \omega_{\text{res}} C_g = \cot\left(\frac{2\pi \cdot l_r}{\lambda}\right) = \cot\left(\frac{\omega_{\text{res}} \cdot l_r}{c_0} \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}\right) \quad (2.3-1)$$

Dabei bedeuten:

Z_L : Wellenwiderstand des Leitungsmodells

l_r : Länge des Leitungsresonators verglichen mit

λ : Wellenlänge des Hochfrequenzsignals der Kreisfrequenz ω_{res} und

c_0 : Lichtgeschwindigkeit.

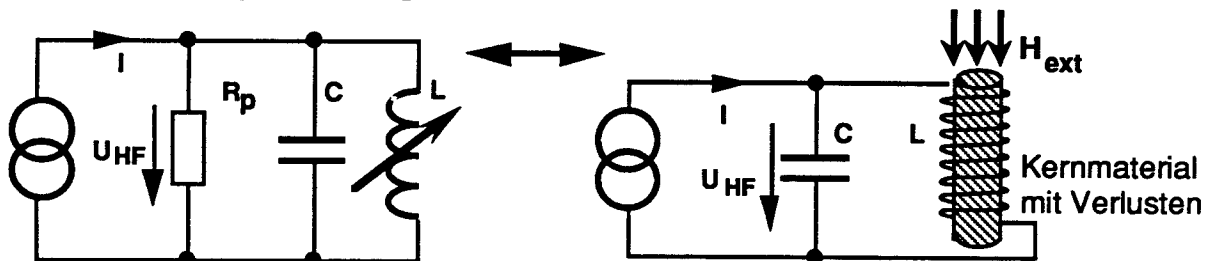


Bild 2.3-4: Approximation der Kavität durch einen Parallelschwingkreis. Die Abstimmung erfolgt über ein externes Magnetfeld H_{ext} , das die Induktivität über eine Änderung der Permeabilität $\mu_{r\Delta}$ beeinflusst.

Die Resonanzbedingung für den Parallelschwingkreis nach Bild 2.3-4 lautet:

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(H_{\text{ext}}) \cdot C}} \quad (2.3-2)$$

Mit der relativen differentiellen Permeabilität des Ferritmaterials:

$$\mu_{r\Delta} = \frac{1}{\mu_0} \frac{dB}{dH} \quad (2.3-3)$$

gehört die veränderbare Induktivität der Beziehung $L = \mu_{r\Delta} \cdot L_0$. Die Induktivität L_0 hängt nur von der Geometrie ab.

Bild 2.3-5 stellt die differentielle Permeabilität als Steigung der Tangente in einem Punkt der Hysteresisschleife dar. Die Induktivität des Resonators ist damit eine Funktion des vom Vormagnetisierungsstrom erzeugten Magnetfelds H_{ext} . Durch H_{ext} wird der Arbeitspunkt innerhalb der Haupthysteresisschleife verschoben, wodurch sich die differentielle Permeabilität $\mu_{r\Delta}$, und damit die Resonanzfrequenz verändert. Die Tangente a zeigt einen Arbeitspunkt bei einer geringeren Vormagnetisierung H_{ext} im Vergleich zu Tangente b.

Eine Veränderung der HF-Amplitude H_{HF} verändert die eingeschlossene Fläche der Hysteresisschleife und führt so ebenfalls zu einer Veränderung der differentiellen Permeabilität.

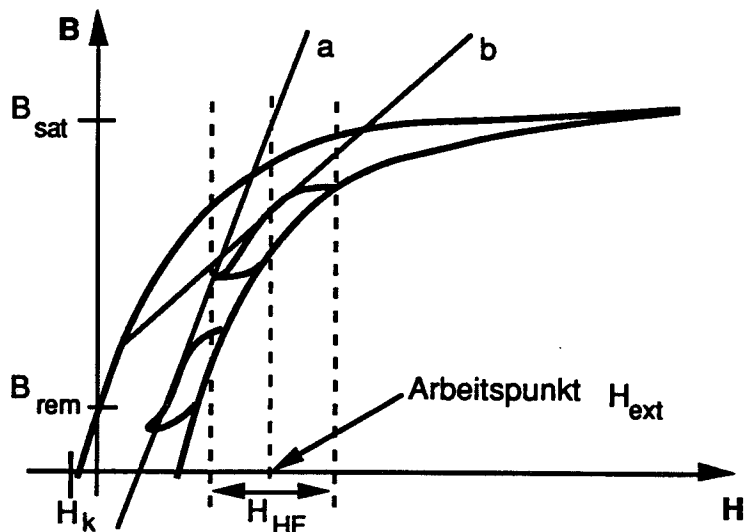


Bild 2.3-5: Erster Quadrant einer Hysteresisschleife. Das Diagramm zeigt die Überlagerung eines kleinen HF-Wechselfeldes H_{HF} mit einem Gleichmagnetfeld H_{ext} und die resultierenden Hysteresisschleifen.

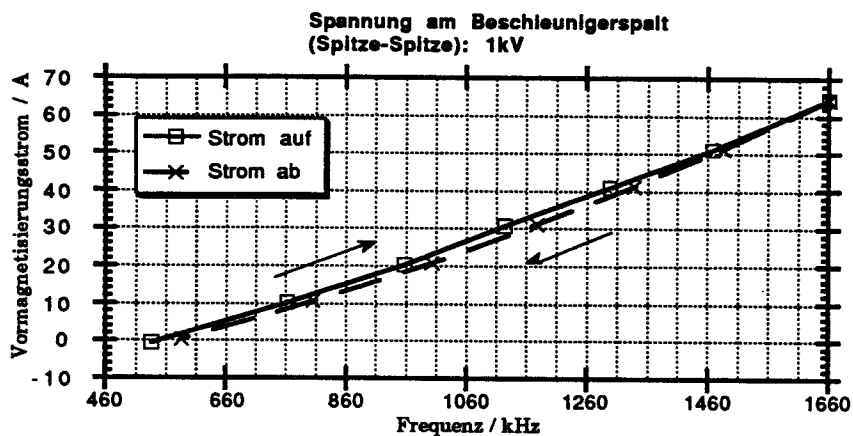


Bild 2.3-6a:

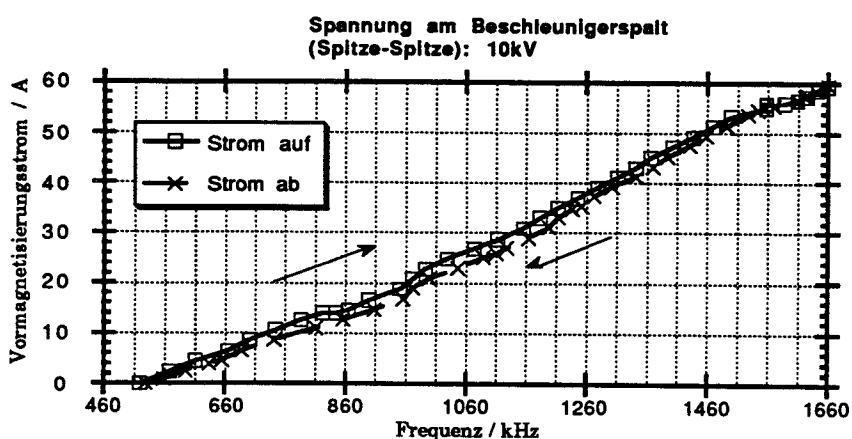


Bild 2.3-6b: Abhängigkeit der Resonanzfrequenz der Kavität von Vormagnetisierungsstrom und HF-Amplitude. Der Strom wird von Null aus erhöht, bis die maximale Frequenz erreicht ist. Dann wird der Strom wieder bis zur minimalen Frequenz heruntergefahren.

Für die Resonanzfrequenz des modellierten Parallelschwingkreises genügt die Beschreibung nach Gleichung 2.3-2. Befindet sich der Schwingkreis in Resonanz, so stellt er nach Bild 2.3-4 einen reellen Widerstand R_p dar. Ist die anliegende Frequenz höher als die Resonanzfrequenz, wirkt der Schwingkreis wie eine Kapazität. Ist sie niedriger, so wirkt er wie eine Induktivität. Bei der verwendeten Röhrenendstufe ist der Anodenstrom schwierig zu messen, da die Anodenspannung der Endröhren gegenüber Erdpotential bis zu 10 kV beträgt. Da die Röhre als spannungsgesteuerte Stromquelle betrieben wird, wird die Phasendifferenz zwischen Röhrengitter und Beschleunigungsspalt zur Ermittlung der Abstimmung herangezogen. Ist die Kavität auf die anliegende Signalfrequenz abgestimmt, so muß die Phasendifferenz zwischen Beschleunigungsspalt und Steuergitter 180° betragen. Nimmt die Phasendifferenz einen von 180° verschiedenen Wert an, so wird diese Abweichung von einem PID-Regler zur Nachregelung der Abstimmung genutzt.

Der Zusammenhang zwischen Vormagnetisierungsstrom, Amplitude der Beschleunigungsspannung und Resonanzfrequenz ist für zwei verschiedene Amplituden in Bild 2.3-6a und Bild 2.3-6b dargestellt.

Auch die Güte Q_1 des durch die Endröhren belasteten Resonators ist abhängig von der Vormagnetisierung und der Amplitude der Spannung am Beschleunigungsspalt. Aufgrund der Nichtlinearitäten der Ferrite tritt ab einer Frequenz von ca. 1,2 MHz ein starker Einbruch der Güte auf. Messungen (siehe [HAM-91]) ergeben den in Bild 2.3-7 aufgetragenen Verlauf der Güte in Abhängigkeit von der HF-Amplitude und der Frequenz. Damit stehen die in Kapitel 5 für die Modellierung des Phasenregelkreises benötigten Parameter des Resonators zur Verfügung und die Randbedingung, daß der Resonator mit der Beschleunigerfrequenz mitgestimmt wird, wird eingehalten.

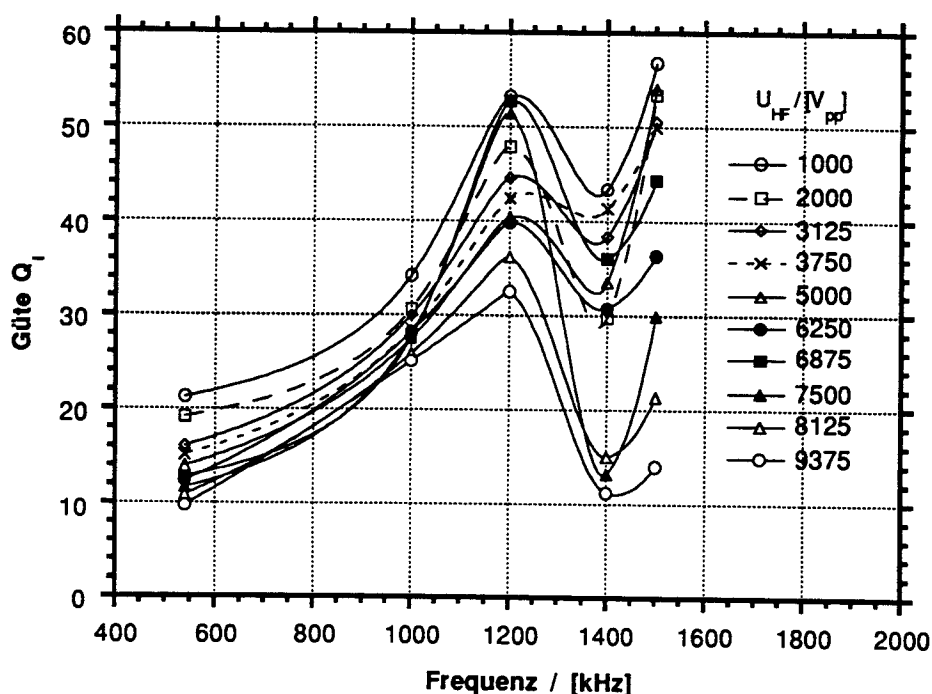


Bild 2.3-7: Güte Q_1 des COSY-Resonators in Abhängigkeit von der Resonanzfrequenz bei verschiedenen HF-Signalamplituden.

3. Grundlagen der Beschleunigung

Um verstehen zu können, welche Parameter des Beschleunigers die Modellbildung der Phasenregelung beeinflussen, streift dieses Kapitel die physikalischen Grundlagen. Es wird deutlich, daß die Phasenregelung notwendig ist, um unerwünschte Dipolschwingungen zu dämpfen, die die Lebensdauer und Stabilität des Teilchenstrahles verringern.

Teilsystem	Aufgabe
Leittechnik	• stellt die Funktionen für die Ansteuerung des Beschleunigers ◦ $p(t)$, Gewünschter Teilchenimpuls ◦ $B(t)$, Dipolmagnetfeld, aus $p(t)$ abgeleitet ◦ $f_a(t)$, Umlauffrequenz, aus $p(t)$ und realem $B(t)$ abgeleitet ◦ $A(t)$, Amplitude der HF-Spannung, aus $p(t)$ und aus adiabatischen und dynamischen Randbedingungen abgeleitet ◦ $\phi(t)$, Phasendifferenz zwischen Teilchenstrahl und HF, aus $f(t)$, $A(t)$ sowie $\dot{p}(t)$ abgeleitet • überwacht den Status des Beschleunigers und erlaubt die Veränderung von Parametern und die Bedienung
digitale HF-Technik	• synthetisiert aus den Vorgaben der Rampenfunktionen $f_a(t)$, $A(t)$ und $\phi(t)$ das Analogsignal $A \cdot \sin(2 \pi f_a t + \phi)$ • mißt und regelt die Phasendifferenz zwischen HF-Vorgabe und Teilchenstrahl aus • kompensiert die Phasenläufe der analogen Systeme
analoge HF-Technik	• verstärkt das synthetisierte Signal • liefert Hochfrequenzspannung am Beschleunigerspalt • ermöglicht Strahlpulsdetektion und Verstärkung • Filterung von Analogsignalen
Beschleuniger-Ring	• läßt sich von der Leittechnik ansteuern • beeinflußt den Teilchenstrahl über ◦ $B(t)$, Dipolmagnetfeld zur Ablenkung ◦ Einstellung der Optik zur Fokussierung • ist mit Hilfe von Diagnostik beobachtbar • ist Vakuum-„Rennbahn“ für Protonen • liefert longitudinales Strahlteilchensignal zur HF-Phasenregelung

Tabelle 3.1-1: Aufgaben der einzelnen Teilsysteme

Um einen Beschleuniger zu konstruieren und zu betreiben, wird das Wissen aus verschiedenen Disziplinen benötigt. Das Hochfrequenzsystem eines Beschleunigers verlangt Kenntnisse aus den Gebieten Beschleunigerphysik, analoge Hochfrequenztechnik, Digitaltechnik und Computerprogrammierung.

Die einzelnen Teilsysteme, die aus der Sicht der Hochfrequenztechnik im Synchrotronbetrieb zusammenarbeiten müssen, sind: Leittechnik, digitale HF-Technik, analoge HF-Technik und die Komponenten des Beschleunigerrings, die dynamisch mitgesteuert werden. In Tabelle 3 sind die Aufgaben der einzelnen Teilsysteme aufgeführt.

Die Beschleunigerphysik, reduziert auf die Beschleunigerentwicklung, beschreibt zum einen das Verhalten eines einzelnen speziellen Teilchens und zum anderen die Eigenschaften eines Teilchenpulses. Das synchrone Teilchen bewegt sich auf einer bestimmten Sollbahn (Orbit) durch den Beschleuniger. Es hat eine bestimmte Energie, einen entsprechenden Impuls, und sein Verhalten läßt sich mit den Gesetzen der relativistischen Mechanik beschreiben. Ein Teilchenpuls dagegen wandert nach statistischen Gesetzmäßigkeiten um das synchrone Teilchen herum. Die beschreibenden Parameter sind die mittlere Energie, bzw. der Impuls der Teilchen, die Energie- bzw. Impulsunschärfe und die Phasenraumverteilung. Makroskopisch läßt sich der Teilchenstrahl als elektrisches Detektorsignal nachweisen.

3.1. Beschleunigertheorie

Zunächst wird das Verhalten des synchronen Teilchens - bei COSY ein Proton - betrachtet. Es läuft auf einer idealen Bahn, der Sollbahn, im Beschleunigerring um und besitzt eine Gesamtenergie E_{ges} , die sich in die Ruheenergie E_0 und die kinetische Energie T aufteilen läßt. Mit der Ruhemasse m_0 und der Gesamtmasse m_{ges} gelten die Zusammenhänge:

$$E_{\text{ges}} = E_0 + T = m_0 \cdot c_0^2 + T = m_{\text{ges}} \cdot c_0^2 = \gamma \cdot m_0 \cdot c_0^2 \quad (3.1-1)$$

Der Faktor γ kann als relativistische Massenzunahme interpretiert werden. Die Ruheenergie des Protons (siehe A.1) liegt bei ca. $E_0 = 938 \text{ MeV}$. Die Geschwindigkeit v_s des synchronen Teilchens wird mit β relativ zur Vakuum-Lichtgeschwindigkeit ausgedrückt: $v_s = \beta \cdot c_0$.

Mit den Zusammenhängen

$$\beta = \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma^2}}, \text{ bzw. } \gamma^2 = \frac{1}{1 - \beta^2} \quad (3.1-2)$$

wird aus der kinetischen Energie T des Protons mit Hilfe von $\gamma = 1 + T / E_0$, die Geschwindigkeit v_s oder sein Impuls $p = \beta \cdot \gamma \cdot m_p \cdot c_0$ bzw. $cp = \beta \cdot \gamma \cdot E_0$ bestimmt.

Beispiele für Protonen:

	Kin. Energie T	γ	β	p
bei Injektion in COSY	40 MeV	1,0426	0,283	273 MeV/ c_0
nach Beschleunigung	2,5 GeV	3,6625	0,962	3,3 GeV/ c_0

Die über die Injektionsleitung in den Beschleunigerring gelangten Teilchen sollen auch während der Beschleunigung im Ring bleiben. Dazu wird der Teilchenstrahl durch ein magnetisches Führungsfeld so beeinflusst, daß seine Bahn innerhalb des Vakuumrohres verläuft, ohne „anzuecken“. In den halbkreisförmigen Sektionen des Beschleunigers benötigt man eine ablenkende Kraft, die den Teilchenstrahl insgesamt um 180° längs eines Kreisbogens ablenkt.

Dies geschieht mit Dipolmagneten, deren B-Feld parallel zum Normalenvektor auf die vom Beschleunigerring eingespannte ebene Fläche orientiert ist. Auf den geraden Strecken des Beschleunigers befinden sich Quadrupole, die abwechselnd fokussierend und defokussierend auf den Teilchenstrahl einwirken und ihn ähnlich bündeln wie eine Linsenleitung einen Lichtstrahl.

Bei COSY bewirken insgesamt 24 Dipolmagnete die Ablenkung des Teilchenstrahls in den beiden halbkreisförmigen Sektionen. Das Magnetfeld $B(t)$ muß in einem festen Verhältnis zur kinetischen Teilchenenergie $T(t)$ stehen, damit die Bahnkurve ausnahmslos innerhalb des Strahlrohrquerschnitts liegt - sonst geht der Strahl durch Wandkontakt verloren.

Auf der elektrischen Seite stellen die Dipole eine Induktivität mit Eisenkern und Verlusten dar. Durch Erhöhung des Stromes erhöht sich das Magnetfeld. Dieser Zusammenhang ist durch den geblechten Eisenkern bei höheren Strömen und Magnetfeldern $B(t) > 1 \text{ T}$ aufgrund von Sättigungserscheinungen nichtlinear. Die Netzgeräte beschränken die schnellste Magnetfeldänderung auf ca. 1 T/s und begrenzen mit dieser Zeitkonstante alle anderen zeitlichen Abläufe bei einem Beschleunigungszyklus. Während der Beschleunigung ist durch das Magnetfeld vorgegeben, welche Energie die geladenen Teilchen haben dürfen, damit sie sich auf einer stabilen Bahn befinden. Die Magnetfeldänderung dB/dt , die proportional der Impulsänderung des synchronen Teilchens dp/dt ist, bestimmt somit, wieviel Energie die Teilchen pro Umlauf aufnehmen müssen.

Tatsächlich wird bei der Beschleunigung eine stückweise lineare Impulsrampe mit parabolischen Übergängen als Vorgabe verwendet: $p(t) \propto t - t_0$.

Das Magnetfeld $B(t)$ der Dipole ergibt sich mit dem Krümmungsradius ρ (ca. 7 m) und der Elementarladung e aus der Bedingung für einen Gleichgewichtsorbit zu [STO-91]:

$$B(t) = \frac{c_0 \cdot p(t)}{e \cdot \rho} \quad (3.1-3)$$

Die Grundwelle der Teilchendichte des Strahles steht in einer bestimmten Phasenbeziehung zur beschleunigenden Hochfrequenz. Zur Vereinfachung wird das synchrone Teilchen betrachtet, das mit einer Phasendifferenz ϕ_s den Beschleunigerspalt passiert und durch das dort anliegende elektrische Feld einen Energiezuwachs (oder eine Abnahme) dT erfährt. Das synchrone Teilchen gewinnt pro Umlauf durch den Beschleunigerspalt, an dem eine sinusförmige Spannung U_b anliegt, die Energie

$$dT = U_b \cdot \sin(\phi_s) = \frac{e \cdot \rho \cdot \dot{B}(t)}{f_\infty} = \frac{L \cdot e \cdot \rho \cdot \dot{B}(t)}{c_0}, \text{ mit } \dot{B}(t) = \frac{dB(t)}{dt} \quad (3.1-4)$$

$f_\infty = c_0 / L$ ist die Umlauffrequenz eines Teilchens, das mit Lichtgeschwindigkeit in dem $L = 183,5 \text{ m}$ langen Beschleunigerring umlaufen würde.

Gleichung 3.1-4 beschreibt den Zusammenhang zwischen Magnetfeldänderung, bzw. Impulsänderung und erforderlicher Beschleunigungsspannung für das gedachte synchrone Proton. Alle anderen Teilchen sind etwas schneller oder auch etwas langsamer als das synchrone Teilchen, das mit der Frequenz f_a umläuft, und befinden sich auf einer anderen Bahnkurve. Ist ihr Impuls zu sehr verschieden von dem Impuls p_s des synchronen Teilchens, so gehen sie durch Kontakt mit der Strahlrohrwandung verloren.

Wie Gleichung 3.1-4 andeutet, ist ein Abtausch zwischen Phasenwinkel ϕ_s und Amplitude der Beschleunigungsspannung U_b möglich. Einerseits ist die maximale Amplitude durch die maximale HF-Leistung begrenzt, andererseits bewirkt ein zu großer Phasenwinkel eine schlechtere Energiefokussierung der Teilchen (siehe auch [EDW-73]). Im Gegensatz zu Beschleunigern mit analogem Phasenregelsystem kann bei COSY der Phasenwinkel vorgegeben werden. Bei der in Bild 2.1-2 angegebenen Standardrampe wird ϕ_s zu max. 15° gewählt.

Der Strahlrohrdurchmesser, sowie der effektive Wirkungsradius der Magneten bestimmen die Impuls-Akzeptanz dp/p der Maschine, d.h. die erlaubte Impulsabweichung Δp . Angenommen, ein Teilchen habe den Impuls $p = p_s + \Delta p$. Dann stellt man in linearer Näherung die Abweichung der Umlauffrequenz

$$\frac{\Delta f}{f_s} = \left(\frac{1}{\gamma_s^2} - \frac{1}{\gamma_{tr}^2} \right) \cdot \frac{\Delta p}{p_s} = \eta \cdot \frac{\Delta p}{p_s} + O\left(\left(\frac{\Delta p}{p_s}\right)^2\right) \quad (3.1-5)$$

fest. Der Frequenzdispersionsfaktor η ist definiert als

$$\eta = \frac{1}{\gamma^2} - \frac{1}{\gamma_{tr}^2}, \text{ mit } \gamma_{tr} = 2,2 \text{ für COSY} . \quad (3.1-6)$$

Die Transitionsenergie: $E_{tr} = E_0 \cdot \gamma_{tr}$ ist von der Einstellung der Magnete abhängig. Aus $\gamma = \gamma_{tr}$ folgt $\eta = 0$ und die Teilchen befinden sich in einem instabilen Zustand, in dem Umlauffrequenz und Impuls voneinander unabhängig sind. Die Phase ϕ_s muß dann in weniger als $50 \mu s$ von ϕ_s auf $180^\circ - \phi_s$, also um etwa 150° umgeschaltet werden, um die Teilchenverluste gering zu halten. Diese Umschaltung spricht für eine digitale Realisierung der HF-Signalsynthese. Wie im Anhang in Bild A.2.1-3 zu erkennen ist, muß das Verhalten der Beschleunigerkavität bei einer schnellen Phasenänderung berücksichtigt werden.

Während der Beschleunigung lassen sich so zwei Fälle unterscheiden:

$$\gamma < \gamma_{tr} : \eta > 0; \text{ stabil für } 0 \leq \phi_s < \frac{\pi}{2}; \text{ bei COSY: } \phi_s \approx 15^\circ ; \text{ (siehe Bild 3.1-1)} \quad (3.1-7)$$

$$\gamma > \gamma_{tr} : \eta < 0; \text{ stabil für } \frac{\pi}{2} \leq \phi_s < \pi ; \text{ bei COSY: } \phi_s \approx 165^\circ ; \text{ (siehe Bild 3.1-2)} \quad (3.1-8)$$

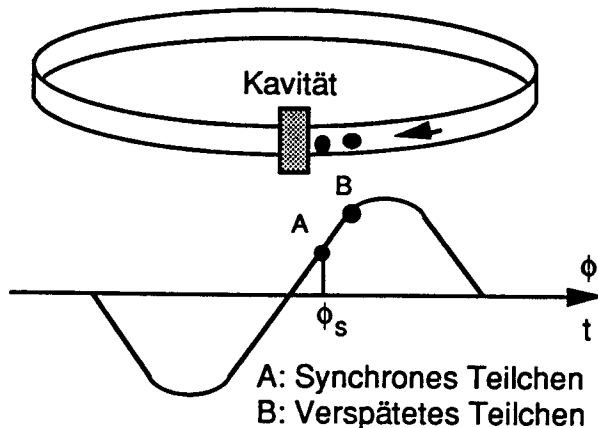


Bild 3.1-1: Bedeutung des Phasenwinkels und Veranschaulichung des Koordinatensystems unterhalb der Transitionsenergie, $\gamma < \gamma_{tr}$ (siehe [WIL-77])

Aufgrund der Frequenzdispersion übt die Hochfrequenz einen stabilisierenden Effekt aus, indem durch geeignete Wahl des Phasenwinkels ϕ_s Teilchen, die etwas zu langsam sind, etwas mehr beschleunigt werden und Teilchen, die zu schnell sind, etwas weniger beschleunigt werden. Dies zeigt Bild 3.1-1: Das etwas zu langsame Teilchen B, das verspätet eintrifft, wird durch eine höhere Spannung am Beschleunigerspalt stärker beschleunigt.

Wird der Phasenwinkel ϕ_s zu groß eingestellt, verkleinert sich der stabilisierende Bereich und der Teilchenverlust bei Beschleunigung wird größer. Diese Begrenzung des Phasenwinkels auf 15° verlangt nach einer minimalen HF-Amplitude $A_{\min}$. Die maximale HF-Amplitude wird durch die Akzeptanz des Beschleunigers, und die Belastbarkeit des Resonators begrenzt.

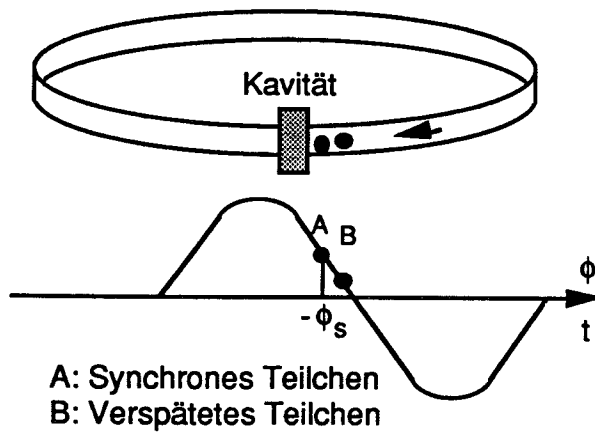


Bild 3.1-2: Stabiler Phasenbereich oberhalb der Transitionenergie, $\gamma > \gamma_{tr}$

Der Energiegewinn eines Teilchens pro Umlauf beträgt:

$$\Delta E = e \cdot U_0 (\sin \phi - \sin \phi_s) \quad (3.1-9)$$

Oberhalb der Transitionenergie führt ein Energiegewinn kaum noch zu einer Geschwindigkeitserhöhung, wohl aber zu einer Verlängerung der Bahnkurve aufgrund der höheren effektiven Masse des Teilchens, so daß ein Teilchen mit höherer Energie später eintrifft. Dies ist in Bild 3.1-2 gezeigt. Das später eintrifftende Teilchen B hat die höhere Energie und wird deshalb einer geringeren Beschleunigungsspannung beim Passieren der Kavität ausgesetzt. Das Problem mit der Transition läßt sich vermeiden, indem man einen Beschleuniger aus mehreren Ringen für jeweils verschiedene Energiebereiche zusammensetzt.

Die Bewegungsgleichung der Synchrotronschwingung wird hergeleitet aus dem Energiezuwachs, den ein nicht synchrones Teilchen ($\phi \neq \phi_s$) pro Umlauf erfährt (Gl. 3.1-9).

$$dE = e \cdot U_0 (\sin \phi - \sin \phi_s) = E_0 \cdot \Delta \gamma = -d \frac{E_0 \cdot \beta^2 \cdot \gamma \cdot \dot{\phi}}{2\pi \cdot \eta f} = -\frac{d}{dt} \frac{\tau \cdot E_0 \cdot \beta^2 \cdot \gamma \cdot \phi}{2\pi \cdot \eta f} \quad (3.1-10)$$

Daraus folgt die klassische Differenzengleichung für die Synchrotronbewegung:

$$e \cdot U_0 (\sin \phi - \sin \phi_s) + \frac{d}{dt} \frac{E_0 \cdot \beta^2 \cdot \gamma \cdot \phi}{2\pi \cdot \eta f^2} = 0 \quad (3.1-11)$$

Außer bei γ_{tr} darf man annehmen, daß sich β , γ , η und f nur langsam im Vergleich zur Synchrotronschwingung verändern. Dann resultiert:

$$\ddot{\phi} + \frac{2\pi \cdot e \cdot U_0 \cdot \eta f^2}{E_0 \cdot \beta^2 \cdot \gamma} (\sin \phi - \sin \phi_s) = 0 \quad (3.1-12)$$

Für kleine Amplituden ($\phi - \phi_s \ll 1$) folgt die linearisierte Schwingungsgleichung

$$\ddot{\phi} + \left[\frac{2\pi \cdot e \cdot U_0 \cdot \eta f^2 \cos \phi_s}{E_0 \cdot \beta^2 \cdot \gamma} \right] (\phi - \phi_s) = 0 \quad (3.1-13)$$

mit der Resonanzfrequenz

$$f_s = f \sqrt{\frac{e \cdot U_0 \cdot \eta \cos \phi_s}{2\pi \cdot E_0 \cdot \beta^2 \cdot \gamma}} \quad (3.1-14)$$

Der Teilchenstrahl stellt demnach ein schwingfähiges System dar, daß durch die linearisierte Synchrotronschwingungsgleichung

$$\frac{d^2\phi}{dt^2} + \alpha \frac{d\phi}{dt} + \omega_s^2 \phi = 0 \quad (3.1-15)$$

mit

ϕ : Phasenabweichung mit Bezug auf das synchrone Teilchen

$\omega_s/2\pi$: Synchrotron-Frequenz (ca. 1 kHz bei COSY)

$\alpha \frac{d\phi}{dt}$: Dämpfung der Dipolschwingung

näherungsweise beschrieben wird. Im ungedämpften Fall, bei Beschleunigern für Protonen oder schwere Ionen, gilt $\alpha = 0$ und der Teilchenstrahl wird durch die ungedämpfte Schwingungsgleichung nach 3.1-16 beschrieben.

$$B(s) = \frac{\omega_s^2}{s^2 + \omega_s^2} \quad (3.1-16)$$

Die Übertragungsfunktion $B(s)$ wird für die Modellierung des Phasenreglers in Abschnitt 5.1 benötigt, wobei sich der Funktionsname $B(s)$ an Kapitel 5 anlehnt.

3.2. Anforderungen und Limitationen

Die Kurzzeitanforderungen während der Beschleunigung unterscheiden sich von den Langzeitanforderungen im Speicherbetrieb. Zu den Kurzzeitanforderungen zählt die schnelle zeitliche Veränderbarkeit der Parameter A_0 , f_a und ϕ_s . Die Frequenzauflösung, sowie die innerhalb eines Taktschrittes mögliche Frequenz- und Phasenvariation garantiert das NCO-Prinzip. Zu den Langzeitanforderungen zählt z.B. eine hohe Frequenzstabilität, um verschiedene Experimente unter reproduzierbaren Bedingungen ausführen zu können und ein geringes Phasenrauschen des eingesetzten Frequenzgenerators, um den Strahl nicht „aufzuheizen“, d.h. der stochastischen Kühlung oder der Elektronenkühlung entgegenzuwirken. Das Phasenrauschen des Hauptoszillators beeinflusst die Synchrotronseitenbänder des Strahles und regt so ungewollt Instabilitäten an.

Die Anforderungen an das Hochfrequenzsignal $A_0 \sin(2 \pi f_a t + \phi_s)$ lauten zusammengefaßt:

- Einstellbereich der Amplitude A_0 : 0V...5 kV
- zeitliche Amplitudenänderung $dA / dt \approx 5 \text{ kV}/100\mu\text{s}$ beim Bunchen, begrenzt durch die Güte Q_1 der Kavität und den Amplitudenregler
- Amplitudengenauigkeit dA/A : $10 \text{ V} / 5 \text{ kV} \Leftrightarrow 55 \text{ dB}$ Dynamikbereich
- geforderter Einstellbereich der Frequenz f_a : 450 kHz...1572 kHz
- realisierter Einstellbereich des Synthesizers f_a : 400 kHz...2500 kHz
- realisierter Abstimbereich der Kavität f_a : 450 kHz...1800 kHz
- maximale Frequenzänderung df / dt : 4 MHz / s, resultiert aus schnellster Magnetfeldänderung 1 T / s
- Frequenzauflösung df / f : $1 \text{ Hz} / 1 \text{ MHz} = 10^{-6}$, entspricht der 19 bit Werteauflösung der Stromvorgabe für das Dipolmagnetfeld $B(t)$
- Phaseinstellbereich ϕ_s : $0^\circ \dots 360^\circ$, für γ -Transition und Phasenkorrektur
- zeitliche Phasenänderung bei Transition: $d\phi / dt = 180^\circ / 50\mu\text{s}$, begrenzt durch die Güte der Kavität Q_1
- absolute Phasengenauigkeit: $d\phi/\phi < 0,5^\circ/360^\circ$ (siehe Bild 7.5-4)
- relative Phasenauflösung zur Fehlerkompensation : $\Delta\phi = 0,01^\circ$

3.3. Simulation des Teilchenstrahls

Für die Simulation der Teilchenbewegung im Phasenraum wird ein System zweier gekoppelter Differenzgleichungen verwendet, das für jedes betrachtete Teilchen einzeln berechnet wird:

$$\begin{aligned} \Pi_{n+1} &= \Pi_n + \frac{e U_0}{h \omega_s} \{ \sin(\phi_n) - \sin(\phi_s) \} \\ \phi_{n+1} &= \phi_n - \frac{2 \pi h^2 \eta \omega_s}{\beta^2 E_s} \Pi_{n+1} \end{aligned} \quad (3.3-1)$$

Dabei bezeichnet n die Nummer des Teilchenumlaufs und $h \cdot \omega_s \Pi_n = \delta E_n$ beschreibt die Energieabweichung vom synchronen Teilchen. Die Phase des synchronen Teilchens, das mit der Kreisfrequenz ω_s umläuft, ist ϕ_s und die der asynchronen Teilchen ϕ_n im n -ten Umlauf. Bei COSY gilt weiterhin $h = 1$.

Die angewendete Simulation in TurboPascal berücksichtigt nur die longitudinalen Strahleigenschaften. Die Optik des Beschleunigers wird durch den globalen Parameter η (siehe Gl. 3.1-6) in Rechnung gestellt. Die Simulation wird für die Nachbildung des Signals verwendet, das der Strahlteilchenphasensensor (siehe Kapitel 4) während des Bunchens erfaßt. Daraus resultiert ein Kriterium für die Umschaltung von gesteuertem auf geregelten Betrieb. Für die Simulation genügt eine einfache Bewegungsgleichung:

$$x[n] := x[n] + v[n] \cdot \tau \quad (3.3-2)$$

Für jedes n -te der N_{ges} simulierten Teilchen (mit $N_{\text{ges}} = 500 \dots 2000$) werden vier Parameter in Feldvariablen abgelegt: $x[n]$, $v[n]$, $e[n]$ und $l[n]$.

Das Feld $x[n]$ bezeichnet den aktuellen Ort des n -ten Teilchens, das sich mit der individuellen Geschwindigkeit $v[n]$ längs der Bahn des synchronen Teilchens bewegt. In Feld $e[n]$ ist die kinetische Energie des Teilchens abgelegt und in $l[n]$ die Bahnlänge seines Orbits. Der diskrete Zeitschritt der Simulation $\tau = 500$ ns ist so gewählt, daß er kleiner ist als die minimal mögliche Umlaufzeit (ca. 600 ns) eines Teilchens im Beschleuniger. Die Geschwindigkeit $v[n]$ eines Teilchens verändert sich nur, wenn es den Beschleunigungsspalt durchquert.

Dessen Länge ist mit ca. 12 mm für die Simulation vernachlässigbar gegenüber der Länge der Sollbahn $l_0 = 183,5$ m. Beim Durchgang durch die sinusförmige Spannung U mit der Frequenz f nimmt das jeweilige Teilchen eine kinetische Energie $dT = e \cdot U \cdot \sin(2\pi f t - \phi)$ auf. Die Phasenbeziehung ϕ ergibt sich aus dem Zeitpunkt t_c , bei dem das Teilchen den Spalt passiert.

Die Simulation läuft folgendermaßen: Nach der Vorgabe der Startbedingungen wird für jedes Teilchen pro Zeitintervall τ die Bewegungsgleichung (3.3-2) angewendet. Das aktuelle Zeitintervall ist mit der Laufvariable dt verknüpft.

Ist der zurückgelegte Weg eines Teilchens $x[n]$ größer als seine Umlaufstrecke $l[n]$, so hat es den Beschleunigungsspalt, der sich ohne Beschränkung der Allgemeinheit bei $x = 0$ befindet, passiert. Der Energietransfer verändert die kinetische Energie, aus der dann Geschwindigkeit, Ort und Bahnlänge des Teilchens nach folgenden Formeln neu berechnet werden.

$t_c := (x[n] - l[n]) / v[n]$	(nach Spaltquerung vergangene Zeit)
$de := U \cdot \sin(2\pi f \cdot dt \cdot t - 2\pi f \cdot t_c)$	(Energietransfer)
$e[n] := e[n] + de$	(Neue Teilchenenergie)
$\gamma := 1 + e[n] / E_0$	
$v[n] := (1 - 1/\gamma^2)^{0,5} \cdot c_0$	(neue Geschwindigkeit)
$x[n] := v[n] \cdot t_c$	(Ort des Teilchens nach Beschleunigung)
$l[n] := 80 \text{ m} + 2 \cdot r_0 \cdot \gamma / \gamma_0$	(Neue Bahnlänge)

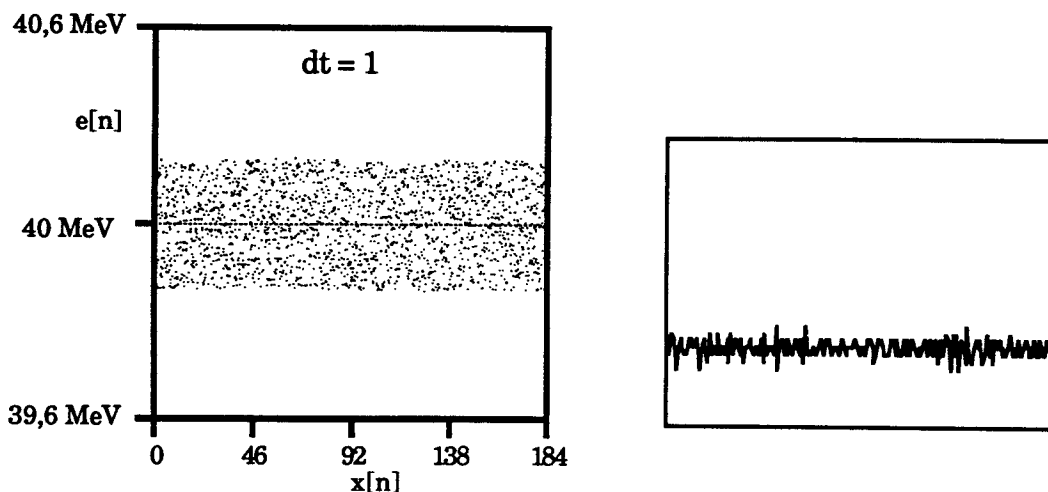


Bild 3.3-1: Phasenraumverteilung und Phasenmonitor-Signal bei Injektion mit einer kinetischen Energie der Protonen von 40 MeV

Die Startbedingungen sind der Situation des Einfangs („Bunchen“) eines im Beschleuniger vorhandenen Teilchenstrahls angeglichen. Der Teilchenpulk wird mit einer gegebenen Energieverteilung um die Einschußenergie von 40 MeV initialisiert, hier: $e[n] := 40 \text{ MeV} \pm 0,2 \text{ MeV}$.

Mit gleicher Skalierung wie Bild 3.3-1 in verkleinerter Darstellung:

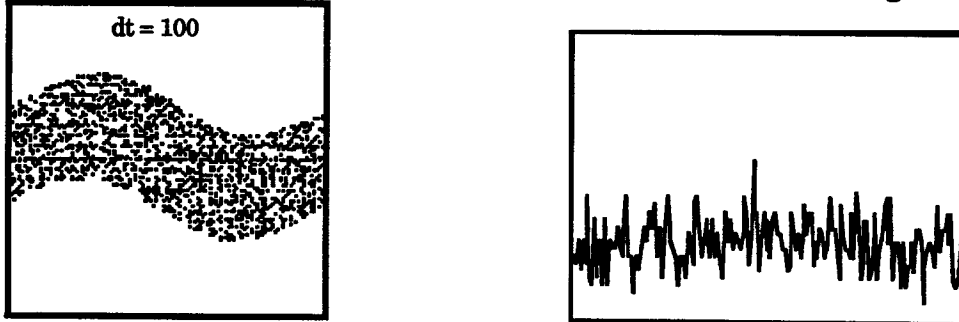


Bild 3.3-2: Veränderung zu Bild 3.3-1 nach 100 Simulationsschritten

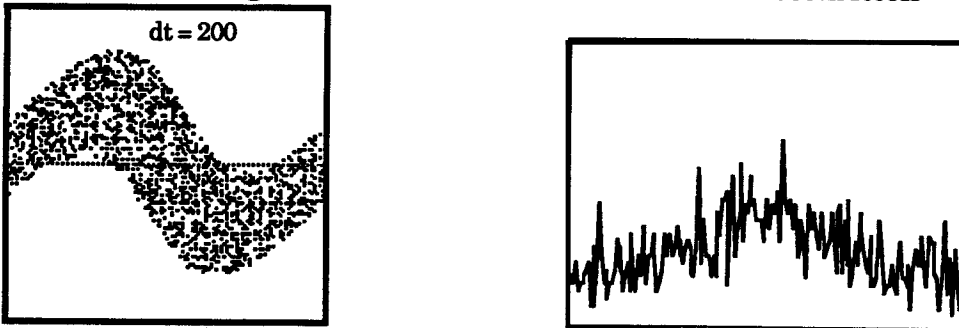


Bild 3.3-3: Veränderung zu Bild 3.3-1 nach 200 Simulationsschritten

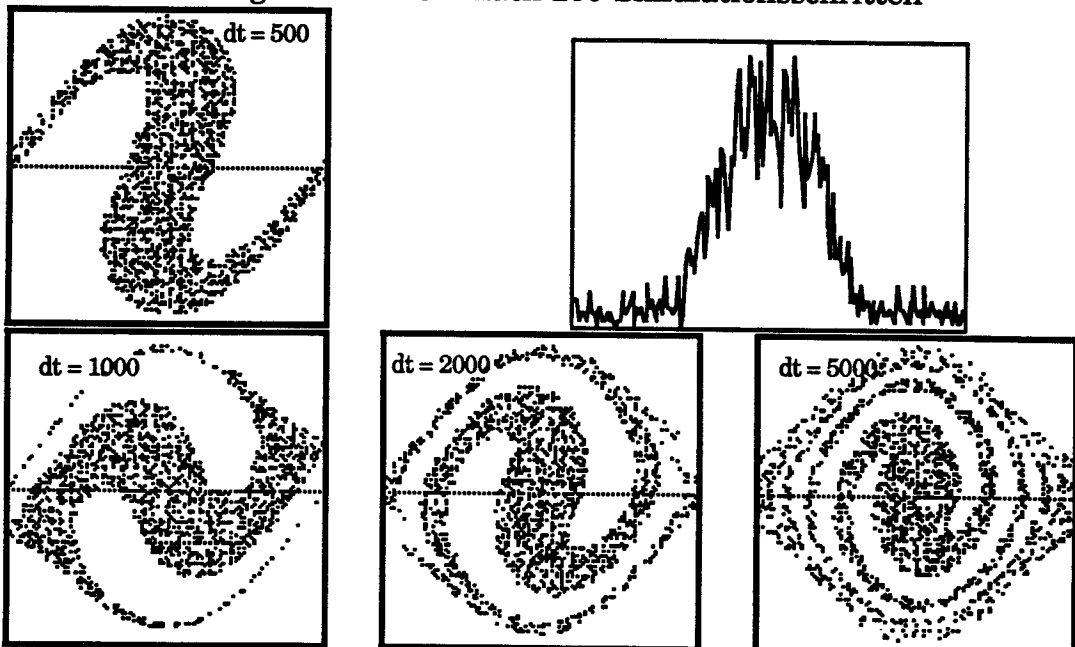


Bild 3.3-4: Veränderungen zu Bild 3.3-1 nach 500, 1000, 2000 und 5000 Schritten

Aus der kinetischen Energie eines Teilchens werden γ und β und daraus die Geschwindigkeit $v[n] := \beta \cdot c_0$ bestimmt. Die individuelle Bahnlänge lautet $l[n] := 80 \text{ m} + 2 \cdot r_0 \cdot \gamma / \gamma_0$. Für das synchrone Teilchen mit der Energie 40 MeV ergeben sich γ_0 und die Bahnlänge l_0 unter der Annahme, daß die Bahnlänge des

Teilchens auf den halbkreisförmigen Sektionen vom Dipolmagnetfeld bestimmt wird. Die Bahnkurve längs einer dieser Sektionen erstreckt sich über $r_0 = l_0 - 80$ m, wobei 80 m die Länge der geraden Strecken ist. Für den Ort wird angenommen, daß die Teilchen zunächst wie eine Perlenkette aufgereiht sind: $x[n] := l_0 \cdot n / N_{\text{ges}}$.

Bei einer Simulation wurden 2000 Teilchen simuliert, und Zwischenergebnisse nach 1, 100, 200, 500, 1000, 2000 und 5000 Simulationsschritten festgehalten (siehe Bilder 3.3-1 bis 3.3-4).

Die einhüllende Kurve im Phasenraum wird als „Bucket“ bezeichnet und ist nur durch HF-Parameter (f , A , ϕ_s), nicht durch Teilcheneigenschaften bestimmt. Der Kern des Teilchenpakets (Bunch) rotiert im Phasenraum mit der Synchrotronkreisfrequenz

$$\Omega_{so} = \omega_{\infty} \sqrt{\frac{e \cdot U_0}{2 \pi E_0} \cdot \frac{\eta \cdot \cos(\phi_s)}{\gamma}}, \eta \cdot \cos(\phi_s) > 0 \quad (3.3-3)$$

und

$$\Omega_{so} = 0 \text{ für } \gamma = \gamma_{tr} \quad (3.3-4)$$

Bei COSY gilt als Sollwert $\gamma_{tr} = 2,2$. Die maximal denkbare Umlauffrequenz f_{∞} ergibt sich bei Lichtgeschwindigkeit zu

$$\omega_{\infty} = 2 \pi f_{\infty} = 2 \pi \frac{c_0}{L} \quad (3.3-6)$$

Bei COSY ist $L = 183,5$ m $\Rightarrow f_{\infty} = 1,6349$ MHz; $\omega_{\infty} = 10,27 \cdot 10^6$ 1/s.

Für die Injektion bei COSY lassen sich folgende Vergleichswerte ermitteln

$\phi_s = 15^\circ$, $T = 40$ MeV, $U_0 = 5$ kV $\Rightarrow \gamma = 1,0426$; $\eta = 0,71326$; $\beta = 0,283$; $\Omega_{so} = 7691$ 1/s.

Es dauert $T_{so} = 2\pi / \Omega_{so} = 817$ μ s, bis ein Proton einmal den Phasenraum durchlaufen hat. Teilchen, die dagegen auf dem äußeren Bereich des Buckets umlaufen, benötigen eine viel höhere Umlaufzeit.

Dies entspricht einer maximalen Synchrotronfrequenz von ca. 1.2 kHz.

Die digitale Phasenregelschleife muß also mindestens diese Frequenz verarbeiten und ausregeln können.

Die andere Erkenntnis lautet:

Nach ca. 500 Umläufen detektiert der Phasensensor ein verwertbares Strahlsignal. Eine Überwachung der Amplitude des vom Phasensensor gemessenen Signals auf Überschreitung einer vorgegebenen Schwelle ist ein geeignetes Kriterium, um nach dem Bunchen vom gesteuerten Betrieb auf den geregelten Betrieb umzuschalten. Alternativ ist auch eine Triggerung mit einem Zeitgeber ca. 1 ms nach dem Beginn des Einfangvorgangs denkbar.

4. Strahlpulsdetektion

Der Phasenmonitor als Sensor empfängt die longitudinale Position des Teilchenstrahles. Der Signalaufnehmer ist als elektrostatischer Pick-Up ausgelegt, d.h. die geladenen Teilchen, die sich innerhalb eines Zylinders befinden, influenzieren darauf eine proportionale Spannung. Zur Funktionsweise siehe Bild 4-1.

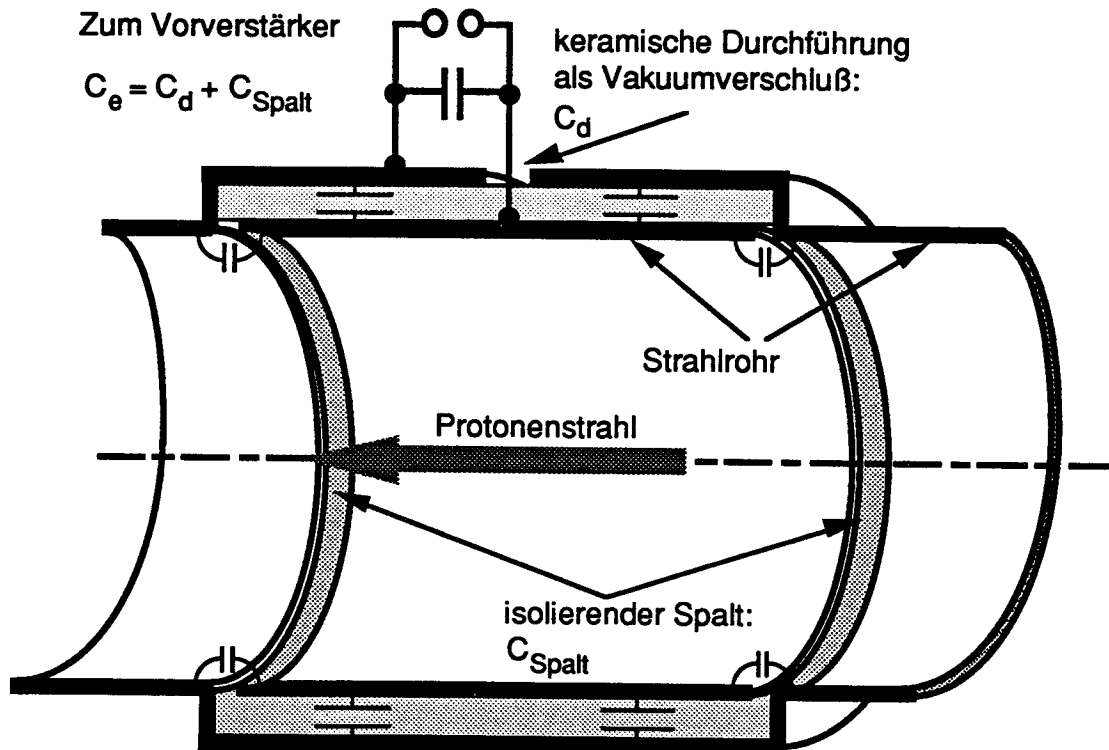


Bild 4-1: Elektrostatischer Pickup

4.1. Auslegung des Signalaufnehmers

Der in Bild 4-1 gezeigte Pickup vermittelt nur eine Vorstellung von der Funktion. Die relevanten Abmessungen des elektrostatischen Aufnehmers können aus Bild 4.1-1 entnommen werden. Am Typ-N-Anschluß stellt man eine Kapazität $C_e \approx 145 \text{ pF}$ fest, die sich aus der Kapazität des inneren Zylinders gegenüber dem äußeren Zylinder C_{Spalt} und der Kapazität der Vakuumdurchführung C_d zusammensetzt. Der Gleichstromwiderstand ist größer $20 \text{ M}\Omega$. Eine erste Resonanz tritt bei 70 MHz auf. Ähnliche Signalaufnehmer werden für die Strahl-diagnose (siehe [BOJ-89]) eingesetzt, um die transversale Ablage des Teilchenstrahls von der Sollbahn zu registrieren. Zu diesem Zweck sind sie geschlitzt und bestehen aus zwei elektrisch getrennten Sektionen für die Detektion der Abweichung in vertikaler und horizontaler Richtung. Ein solcher Positionsmonitor weist an den Anschlüssen eine Kapazität von ca. $C_e = 115 \text{ pF}$ auf und die ersten Resonanzen werden bei ca. 100 MHz beobachtet.

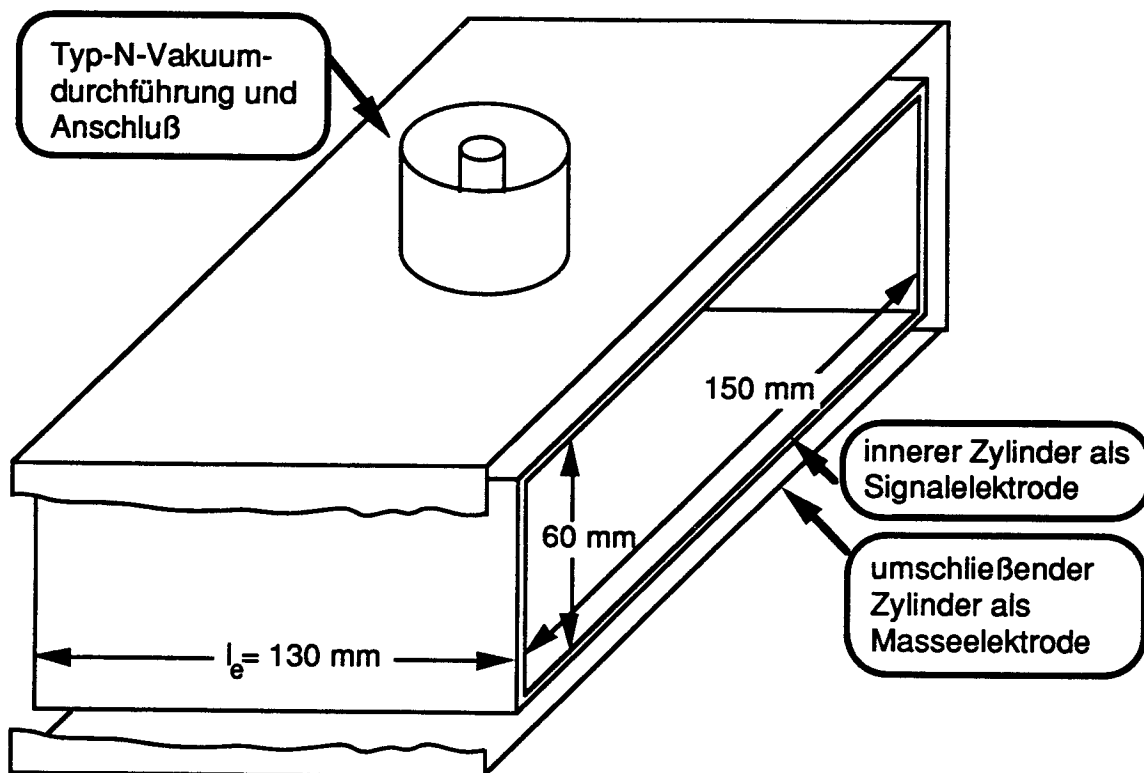


Bild 4.1-1: Abmessungen der Elektroden des Phasenpickups

Nach Bild 4.1-1 weist die tatsächliche Bauform keinen runden, sondern einen rechteckigen Querschnitt auf, weil der Phasenmonitor in einer der halbkreisförmigen Sektionen des Beschleunigers (Position "PU" in Bild 2.1-1) eingebaut ist. Dort werden Vakuumkammern mit rechteckigem Querschnitt eingesetzt. Dies beeinflusst allerdings nicht das Funktionsprinzip:

Die innere Elektrode integriert über ihre Länge l_e die auf ihr influenzierte Ladung:

$$Q_e(t) = \int_t^{t+\Delta t} i_b(t) dt \approx i_b(t) \cdot \Delta t. \quad (4.1-1)$$

Dabei beschreibt $\Delta t = \frac{l_e}{\beta c_0}$ die Flugzeit eines Protons durch den Zylinder. An der Innenelektrode resultiert die Spannung:

$$u_e(t) = \frac{Q_e(t)}{C_e} = \frac{i_b(t) \cdot l_e}{C_e \beta c_0}. \quad (4.1-2)$$

Diese Gleichung ist gültig für Bunchlängen $\gg l_e$, eine Bedingung, die bei COSY erfüllt ist. Aus der Gleichung $u_e(t) = Z_{c0} i_b(t)$ findet man eine reelle Koppelimpedanz zwischen Teilchenstrom und Meßsignal:

$$Z_{c0} = \frac{l_e}{C_e \beta c_0}. \quad (4.1-3)$$

β	Z_{c0}
0,28	10,3 Ω
0,96	3,0 Ω

Der Wellenwiderstand der „Leitung“ zwischen Elektrode und Gehäuse ergibt sich für $\beta = 1$ zu $Z_0 = \frac{l_e}{C_e c_0}$ und beträgt damit $Z_0 \approx 2,88 \Omega$.

Die im Beschleuniger bewegten, geladenen Teilchen können als ein Strom I_b betrachtet werden. Der mittlere Strom, ergibt sich als Gleichstromanteil aus:

$I_{b0} = \frac{N e c_0 \beta}{L_0}$. Dabei ist N ($10^7 \dots 10^9 \dots 10^{11}$) die Anzahl aller Protonen im Beschleunigerring COSY. Das Produkt $(c_0 \beta)$ beschreibt die Teilchengeschwindigkeit. Mit dem Umfang der Teilchensollbahn $L_0 = 183,5$ m sind folgende Mittelwerte für den Strahlstrom I_{b0} und die Meßspannung u_{e0} zu erwarten:

N	β	$\frac{I_{b0}}{\mu A}$	$\frac{u_{e0}}{\mu V}$
10^7	0,28	0,73	7,5
10^7	0,96	2,5	7,5
10^9	0,28	73	750
10^9	0,96	250	750

Für die Phasendetektion ist die genaue Kenntnis der Amplitude nicht notwendig. Die Amplitude sollte allerdings groß genug sein, um den Dynamikbereich des DA-Wandlers des Phasenreglers (siehe Bild 5.3-8 und Abschnitt 6.4.1) sinnvoll auszunutzen.

Vorverstärker:

Das Signal von der Aufnehmerelektrode gelangt auf einen breitbandigen, hochohmigen Vorverstärker als Impedanzwandler ($470 \text{ k}\Omega \rightarrow 50 \Omega$) mit Spannungsverstärkung 4. Der Frequenzbereich erstreckt sich bis ca. 200 MHz (bei -3 dB), so daß der Phasengang im Bereich von 400 kHz bis 1,6 MHz flach verläuft. Aus Stückzahlgründen wird ein BPM-Vorverstärker der Strahldiagnose (Schaltbild siehe 4.1-2) eingesetzt.

Das Schaltungsprinzip wird z.B. auch für Aktivantennen im Mittel- und Kurzwellenbereich (siehe [HEN-88] oder [BEC-91]) angewendet.

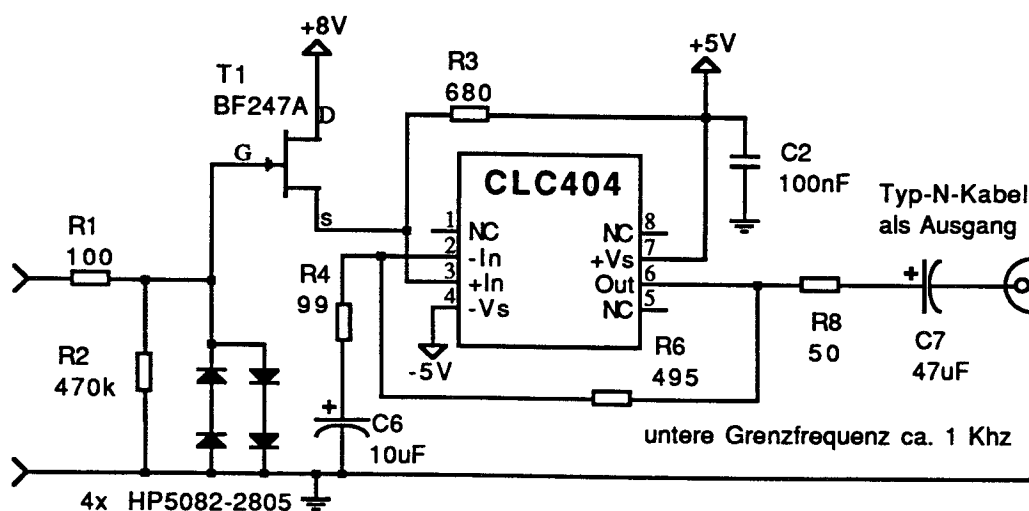


Bild 4.1-2: Hochohmiger Vorverstärker und Impedanzwandler $470 \text{ k}\Omega \rightarrow 50 \Omega$, Schaltplan nach Unterlagen vom KFKI, Budapest (siehe [BOJ-89])

Mitgestimmtes Filter:

Um das Signal-/Rauschverhältnis bei kleinen Teilchenzahlen zu verbessern, sollte ein Filter mit der aktuellen Beschleunigerfrequenz mitgestimmt werden. Bei dem Entwurf handelt es sich um ein mit Kapazitätsdioden abgestimmtes Filter mit einer einstellbaren Stufenverstärkung von 2, 10 oder 100, wobei drei Stufen hintereinandergeschaltet sind. Der Durchlaßbereich ist von 450 kHz bis 1,6 MHz ohne Bandumschaltung durchstimmbar. Die Simulation eines solchen Filters mit Differenzengleichungen zeigt, daß die Durchstimmung innerhalb des gewünschten Frequenzbereiches mit der Geschwindigkeit 4 MHz/s keine wesentliche Verschlechterung des Phasenganges mit sich bringt. Die Gesamtgüte des dreikreisigen Filters wird, um einen flachen Phasenverlauf zu erhalten zu $Q \approx 50$ gewählt, woraus die Simulation eine Phasenabweichung kleiner $0,05^\circ$ bei idealer Abstimmung ermittelt. Damit ist dieses Filter in seinen Eigenschaften mit dem idealisierten Beschleunigerresonator (siehe Abschnitt 2.3) direkt vergleichbar, der ebenfalls mit der aktuellen Umlauffrequenz mitgestimmt wird.

Ein solches Filter, das in Bild 4.1-3 skizziert ist, wurde mit Operationsverstärkern aufgebaut. Wird die Verstärkung hoch genug eingestellt, so reicht das Rauschen der ersten Stufe, um den letzten Operationsverstärker voll auszusteuern. Bei zu hoher Verstärkung wirkt das Filter als abstimmbaren Generator für rosa Rauschen.

Es zeigte sich im Betrieb des Beschleunigers, daß die Kombination aus Vorverstärker (siehe Bild 4.1-2) und einem weiteren Operationsverstärker mit umschaltbar entweder 8 oder 28 dB Verstärkung als 50 Ω -Leitungstreiber zur Zeit ausreicht. Es besteht erst Bedarf nach einem mitstimbaren Filter nach Bild 4.1-3, wenn vergleichsweise geringe Teilchenzahlen im Beschleuniger erwünscht sind.

Mit der in Bild 7.3-1 gezeigten Phasenmeßeinrichtung kann ein solches Filter im Betrieb durchgemessen werden. Der Phasengang wird bei einer Kalibrationsmessung gespeichert, um bei Bedarf digital korrigiert zu werden.

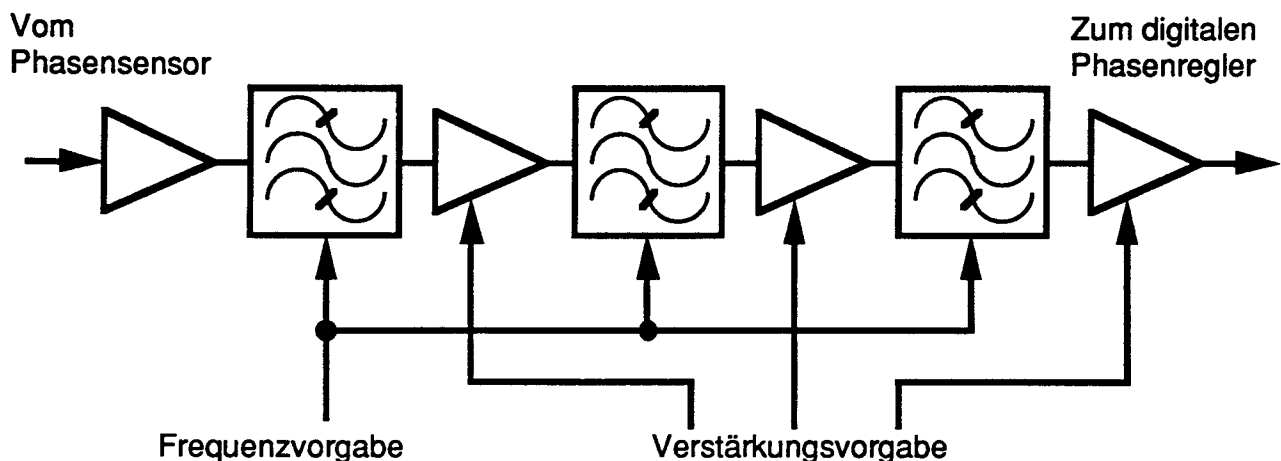


Bild 4.1-3: Skizze eines mitgestimmten Filters für die Phasendetektion

4.2. Zusammenhang zwischen Phase und Schwerpunkt

Der Zusammenhang zwischen Schwerpunkt des Strahlpulses und Phase der Grundwelle wird in [MEU-92] behandelt. Die Kernaussage ist, daß einige Grad Unterschied zwischen detektierter Grundwelle des Teilchenstrahls und dessen Schwerpunkt auftreten können. Dieses Verhalten kann aber bei Kenntnis der Teilchenzahl im "Bucket" - ausgedrückt durch den Füllgrad μ - kompensiert werden. Bild 4.2-1 skizziert die Zusammenhänge zwischen der Phase ϕ_s des synchronen Teilchens, des Strahlschwerpunktes ϕ_c und der Phase der Grundwelle $\phi_{h=1}$.

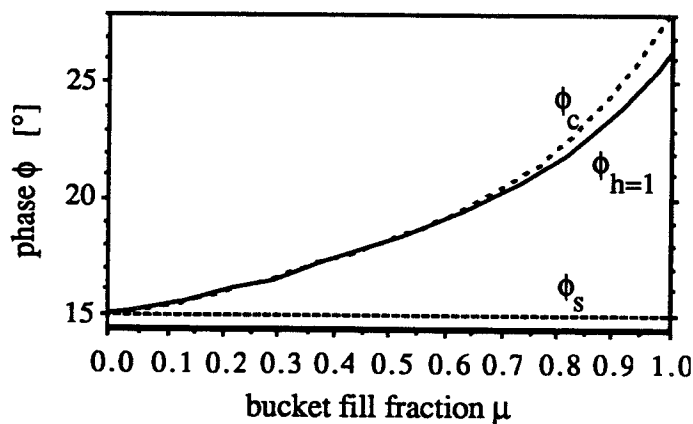


Bild 4.2-1: Zusammenhang zwischen ϕ_s , ϕ_c und $\phi_{h=1}$

Der Schwerpunkt einer Funktion mit beschränktem Definitionsbereich kann ermittelt werden, indem man die aus der Mechanik bekannte Formel für einen Schwerpunkt bei x_0 anwendet:

$$x_0 = \frac{\int_0^1 f(x) \cdot x \, dx}{\int_0^1 f(x) \, dx} \quad \text{mit } 0 \leq x_0 \leq 1 \quad (4.2-1)$$

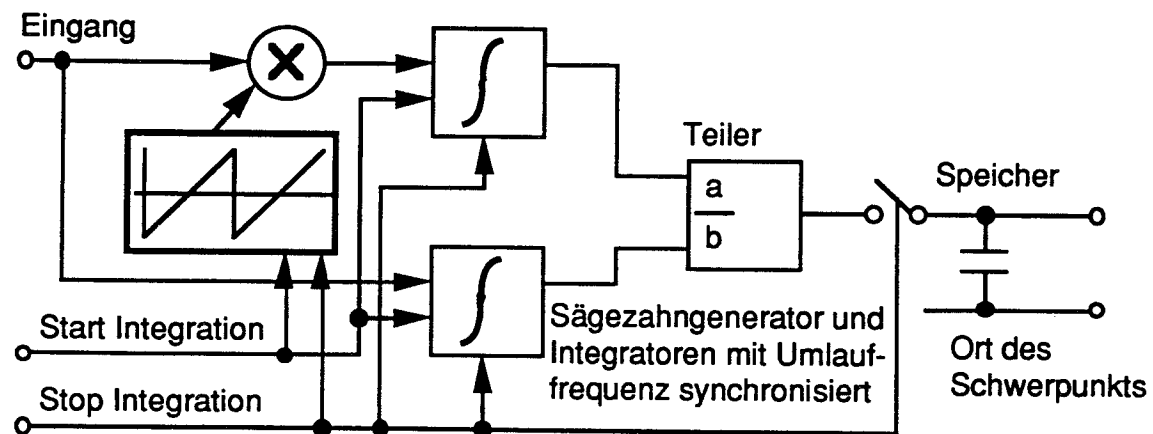


Bild 4.2-2: Analoge Schwerpunktermittlung eines Teilchenpulses

Wird der zeitliche Verlauf des Strahlpulses digitalisiert und abgespeichert, kann ein Computer, der diese Formel abarbeitet, die gewünschten Phasenbeziehungen berechnen. Ein Beispiel für eine analoge Schaltung, die Gleichung 4.2-1 berechnet, ist in Bild 4.2-2 skizziert. Deren Meßergebnisse können z.B. verwendet werden, um die Fehler der Phasenmessung der Grundwelle zu korrigieren.

Nimmt man für $f(x)$ ein sinusförmiges Signal mit Gleichanteil k an:

$$f(x) = \sin(x + b) + k, \quad (4.2-2)$$

so liegt der Schwerpunkt x_0 , wenn die Integrale in den Grenzen von 0 bis 2π ausgewertet werden bei:

$$x_0 = \pi - \frac{\cos(b)}{k} \text{ für } k \neq 0 \quad (4.2-3)$$

Für $k = 0$ ist der Schwerpunkt nicht definiert.

Die Form eines Strahlpulses ist in den Bildern 7.5-3 und 7.5-4 dargestellt. Es handelt sich dabei um ein quasiperiodisches Signal, so daß das Spektrum nahezu periodische Gestalt annimmt. Es treten im wesentlichen nur Frequenzkomponenten bei Vielfachen der Umlauffrequenz f_a auf, die von Synchrotronseitenbändern eingerahmt werden. Die annähernd symmetrischen Pulsformen deuten daraufhin, daß Schwerpunkt und sinusförmige Grundwelle der Pulse nahe beieinander liegen, so daß Abweichungen durch eine passende (heuristische) Änderung der Phasenvorgabe korrigiert werden können.

5. Modellierung der Regelstrecke

Der Beschleuniger COSY ist eine komplexe Maschine, bestehend aus Teilsystemen (Hochfrequenz, Magnete, Netzgeräte, Leittechnik ...) mit zum Teil verschachtelten Regelkreisen.

Grob vereinfacht, erzeugt der Funktionssynthesizer für COSY (siehe Bild 5-1) gemäß Vorgaben des gewählten Beschleunigungszyklus, ein Signal $U_b = A(t) \sin(2\pi f_a(t) \cdot t + \phi_s(t))$.

Vorgegebene

Parameter:

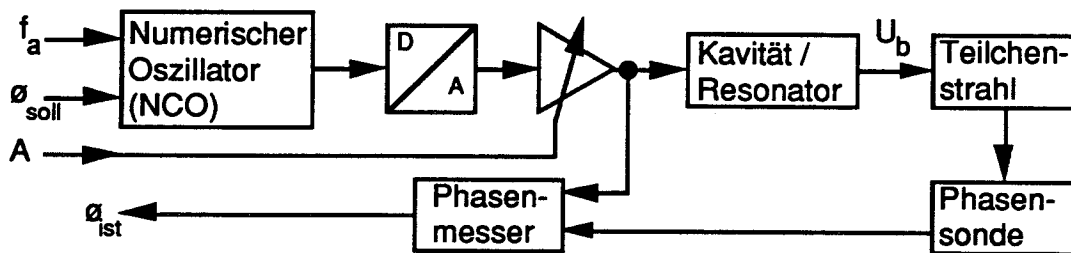


Bild 5-1: Der gesteuerte Betrieb bei COSY

Die am Beschleunigerspalt in der Kavität anliegende Spannung U_b erzeugt dort ein elektrisches Feld. Geladene Teilchen, die dieses durchlaufen, erfahren einen Energietransfer in der Höhe $\Delta T = e \cdot U_b \cdot \sin(\phi_s)$, wobei ϕ_s die Phasendifferenz zwischen synchronem Teilchen und dem elektrischen Feld beschreibt. Näheres führt Kapitel 3 aus. Eine Phasensonde stellt die Phasendifferenz zwischen Teilchenstrahl und Hochfrequenzsignal für Diagnosezwecke fest.

Dies ist der gesteuerte Betrieb, bei dem sich der Teilchenstrahl auf die Hochfrequenzspannung synchronisiert. Diese Betriebsart ist zu Beginn des Beschleunigungszyklus' notwendig, da der Teilchenstrahl noch keine für den Phasendetektor verwertbare Struktur aufweist (siehe 3.3), so daß die Phase ϕ_s des gedachten synchronen Teilchens noch nicht definiert ist. Dennoch muß die Frequenz f_a mit einer Genauigkeit von mindestens ca. 100 Hz (durch die Apertur des Beschleunigers begrenzt) auf die Umlauffrequenz des Teilchenstrahls abgestimmt sein.

Nach einigen hundert Strahlumläufen ist der Strahl gebuncht; damit hat sich eine Phasenbeziehung zwischen Teilchenstrahl und Hochfrequenz herausgebildet. Wird jetzt beschleunigt, so stellt sich im Mittel eine geeignete Phasenbeziehung ϕ_{ist} zwischen Teilchenstrahl und Hochfrequenzsignal ein. Dies ist jedoch mit ständigen Ausgleichsvorgängen verbunden, den Synchrotronschwingungen. Diese werden vermieden, wenn nach dem Bunchen auf geregelten Betrieb (siehe Bild 5-2) übergegangen wird, bei dem die Phasendifferenz ϕ_{soll} vorgegeben werden muß. Jetzt wird die Beschleunigungsspannung mit dem Teilchenstrahl synchronisiert. Im stationären Zustand, d.h. ohne Beschleunigung, ist die Sollphase $\phi_{soll} = 0$, und es erfolgt im Mittel kein Energietransfer zum Strahl. Bei der Beschleunigung wird das magnetische Führungsfeld B stetig erhöht, das festlegt, welche Energie der Teilchenstrahl aufweisen darf, damit er auf seiner Sollbahn bleibt.

Frequenz $f_a(t)$, Amplitude $A(t)$ und Phase $\phi_s(t)$ werden zeitlich präzise mit der Magnetfeldänderung koordiniert, um dem Teilchenstrahl genau soviel Energie zuzuführen, daß er tatsächlich der Sollbahn folgt. Die synchrone Variation von Magnetfeld und Hochfrequenzsignal ist der Grund für die Namensgebung „Synchrotron“. Anstatt die Phase vorzugeben, kann natürlich auch die Frequenz passend moduliert werden.

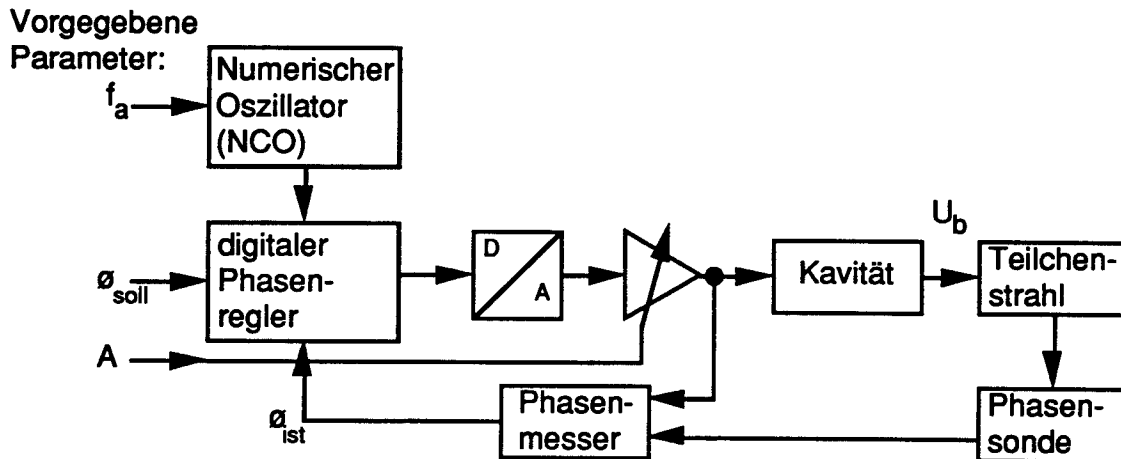


Bild 5-2: Der geregelte Betrieb bei COSY

Da sich die Magnete nicht ideal verhalten, müssen die Hochfrequenzvorgaben leicht korrigiert werden. Dies geschieht, indem der Strahl so weit beschleunigt wird, bis er durch Wandkontakt verloren geht. Durch vorsichtige Variation der Parameter tastet man sich heuristisch an die richtige Funktionsvorgabe heran. Die für dieses Vorgehen nötige Reproduzierbarkeit ist ein zusätzlicher Freiheitsgrad, den nur eine digitale Realisierung bietet.

Ein allgemeiner Regelkreis [MEY-79], bestehend aus Regler und Regelstrecke, ist in Bild 5-3 dargestellt. Ein vorgegebener Sollwert wird mit dem Istwert verglichen. Bei einer Abweichung erzeugt der Regler ein Korrektursignal als Stellgröße.

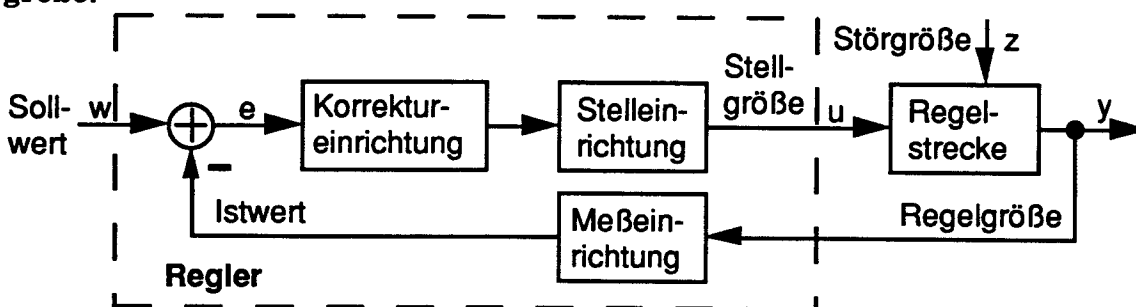


Bild 5-3: Aufbau eines allgemeinen Regelkreises

Ein spezieller Reglertyp ist der Phasenregler, dessen Blockschaltbild in Bild 5-4 gezeigt ist. In der Literatur hat sich dafür der Begriff PLL (Phase-Locked Loop) eingebürgert. Das Eingangssignal $u_1(t)$ stellt den Sollwert dar, und das Signal $u_2(t)$ entspricht dem Istwert. Ein solcher Phasenregler bildet die Basis für die Hochfrequenzansteuerung bei herkömmlichen Beschleunigern, z.B. bei der GSI (Darmstadt), dem TSR (Heidelberg) oder dem SATURNE II (Saclay, Frankreich).

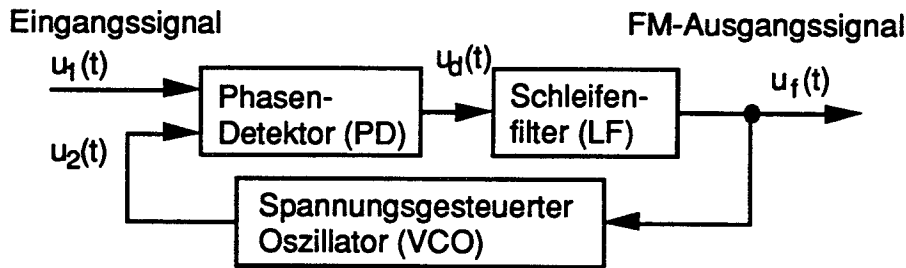


Bild 5-4: Blockschaltbild eines allgemeinen Phasenregelkreises [BES-87]

Das Eingangssignal des Reglers in Bild 5-4 sei:

$$u_1(t) = A_1 \sin(2\pi f_1 t + \phi_1) \quad (5-2)$$

und der spannungsgesteuerte Oszillator (VCO) liefert:

$$u_2(t) = A_2 \sin(2\pi f_2 t + \phi_2) \quad (5-3)$$

Dann erzeugt der Phasendetektor (PD) eine Ausgangsspannung $u_d(t)$, die von der Phasendifferenz $\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1$ und der Frequenzdifferenz $\Delta f = f_2 - f_1$ zwischen den Signalen $u_1(t)$ und $u_2(t)$ abhängt. Die Amplituden A_1 und A_2 der Eingangssignale sollen innerhalb eines definierten Dynamikbereichs keinen Einfluß auf $u_d(t)$ haben. Eine solche Beziehung lautet für einen linearen Phasendetektor:

$$u_d(t) = K_f(f_2 - f_1) + K_\phi(\phi_2 - \phi_1) \quad (5-4)$$

Das Schleifenfilter (LF, Loop Filter) reduziert hinter dem Phasendetektor vorhandene unerwünschte Mischprodukte und bietet die Möglichkeit, die Regelcharakteristik zu modifizieren. Das Ausgangssignal $u_f(t)$ beeinflusst einen spannungsgesteuerten Oszillator. Dieser wirkt integrierend und erzeugt $u_2(t)$ mit einer Frequenz f_2 nach einer Kennlinie der Form:

$$f_2 = f_0 + K_{VCO} u_f(t) \quad (5-5)$$

Zu diesem Phasenregler existiert ein digitales Äquivalent (Bild 5-5), so daß die mit der Variable t zeitkontinuierlichen Gleichungen in zeitdiskrete Gleichungen überführt werden. Mit der Abtastrate f_c gilt für die diskrete Zeit n der Zusammenhang $n = t \cdot f_c$. Die Signalverarbeitung übernehmen digitale Rechenschaltungen, und das analoge Ausgangssignal $u_2(t)$ erzeugt ein DA-Wandler. Der analoge Wert $u_1(t)$ nach Gl. 5-2 lautet ideal abgetastet und digitalisiert:

$$u_1(n) = A_1 \sin\left(2\pi f_1 \frac{n}{f_c} + \phi_1\right) \quad (5-6)$$

Der numerisch kontrollierte Oszillator (NCO) als Äquivalent zum VCO liefert:

$$u_2(n) = A_2 \sin\left(2\pi f_2 \frac{n}{f_c} + \phi_2\right) \quad (5-7)$$

Der digitale Phasendetektor berechnet einen Ausgangswert $u_d(n)$, der linear von der Phasendifferenz $\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1$ und der Frequenzdifferenz $\Delta f = f_2 - f_1$ zwischen den Signalen $u_1(n)$ und $u_2(n)$, aber nicht von den Amplituden A_1 und A_2 abhängt, so daß die Beziehung lautet:

$$u_d(n) = K_f(f_2 - f_1) + K_\phi(\phi_2 - \phi_1) = K_f\Delta f + K_\phi\Delta\phi \quad (5-8)$$

Das digitale Schleifenfilter reduziert als Tiefpaß hinter dem Phasendetektor vorhandene unerwünschte Mischprodukte und Aliasing-Komponenten und beeinflusst die Regelcharakteristik. Das Ausgangssignal des Filters $u_f(n)$ steuert einen NCO, der $u_2(n)$ nach Gl. 5-7 und der Vorschrift nach Gl. 5-9 ermittelt.

$$f_2 = f_0 + K_{NCO} u_f(n) \quad (5-9)$$

Der NCO folgt im Unterschied zum analogen VCO von einem Takt auf den nächsten nahezu trägheitslos der Steuerfunktion $u_f(n)$, da er als digitales System eine analoge Bandbreite aufweist, die deutlich über der Signalfrequenz liegt, während ein analoger VCO als abgestimmtes Bandpa ssystem nur über eine vergleichsweise geringe Bandbreite verfügt.

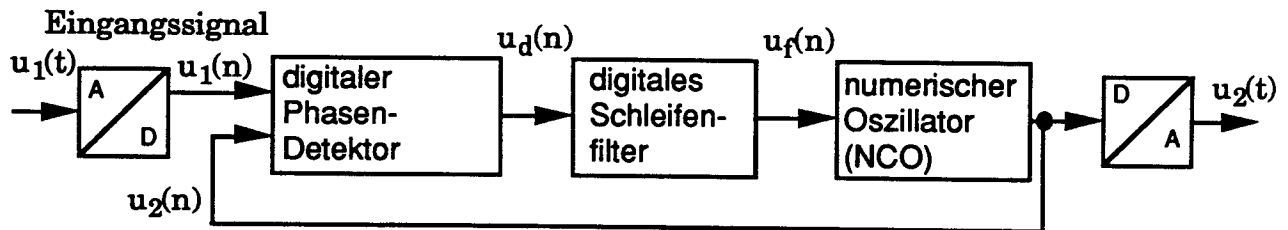


Bild 5-5: Blockschaltbild eines digitalen Phasenregelkreises

Jetzt wird die Kombination des Phasenreglers mit dem Beschleuniger untersucht. Die Regelstrecke aus Bild 5-3 zerfällt für die Modellbildung in die zwei Teile „Beschleunigerkavität“ und „Wechselwirkung Beschleunigerkavität $\leftrightarrow$ Teilchenstrahl“. Die Daten der Beschleunigerkavität führt Kapitel 2 auf. Sie wird hinreichend genau dadurch beschrieben, daß pro Umlauf eines Protons ein Energietransfer in der Höhe $e \cdot U \cdot \sin(\phi_s)$ stattfindet. Tatsächlich interessiert für den Phasenregler nicht das Verhalten der Kavität als Resonator, sondern die Beeinflussung der Phaseninformation. Dazu wird die etwas umfangreichere Herleitung der Modulationsübertragungsfunktion eines Resonators aus dem Anhang A.2 verwendet.

Ist die Kavität als Bandpaß auf die Sollfrequenz $f_r = f_a$ abgestimmt, so darf nach Gl. A.2.2-21 für die Phasenmodulation ein Tiefpaß mit der Übertragungsfunktion $K(s)$ nach Gl. 5-10 angenommen werden.

$$K(s) = \frac{\pi \cdot f_r}{s \cdot Q_1 + \pi \cdot f_r} = \frac{1}{1 + s \cdot \tau_k} \quad (5-10)$$

Für die Zeitkonstante gilt: $\tau_k \approx Q_1 / (\pi \cdot f_r)$ wobei Q_1 die Güte des belasteten Resonators (siehe Bild 2.3-7) beschreibt und f_r die Resonanzfrequenz bedeutet. Der Resonator wird über die Änderung der differentiellen Permeabilität $\mu_{r\Delta}$ der Ferritf llung abgestimmt (siehe [HAM-93] und Abschnitt 2.3). Für das Ferritmaterial gilt näherungsweise $\mu_{r\Delta} \cdot Q \cdot f_r = \text{const.}$, so daß mit $f_r \propto (\mu_{r\Delta})^{-0,5}$ der Parameter τ_k nahezu frequenzunabhängig ist. Bei $f_r = 1$ MHz stellt man bei COSY eine Güte $Q_1 \approx 25 \dots 35$ in Abhängigkeit von der HF-Amplitude fest, so daß τ_k im Bereich um $10 \mu s$ variiert. Die Zeitkonstante τ_k (siehe Gl. A.2.2-23) wird für die Modellierung zu ca. $5 \mu s$ unabhängig von der Frequenz angenommen. Die Eigenschaften aller analogen Komponenten mit genügend hoher Grenzfrequenz dürfen gegenüber diesem Tiefpaß vernachlässigt werden. Es ist ausreichend, Kabel, Verstärker und Phasensensor lediglich als Verzögerung zu beschreiben.

Für den Teilchenstrahl müssen entweder Näherungen oder Simulationen verwendet werden, um sein Verhalten zu beschreiben. Eine geschlossene Darstellung der Übertragungsfunktion Wechselwirkung „Beschleunigerkavität $\leftrightarrow$ Teilchenstrahl“ ist nur für vereinfachte Fälle verfügbar. In Kapitel 3 wird die linearisierte Synchrotron-Schwingungsgleichung (3.1-16) mit Dämpfung hergeleitet. Bei einem Elektronenringbeschleuniger wird die

Dämpfung durch Synchrotronstrahlung in den Sektionen hervorgerufen, in denen der Strahl abgelenkt wird. Dies wird z.B. bei dem Synchrotron BESSY¹ zur Erzeugung von Synchrotronstrahlung höchster Brillanz ausgenutzt. Dieser Dämpfungsmechanismus fehlt bei Beschleunigern für Protonen oder schwerere Ionen, da diese Strahlung dort nicht auftritt. Die Dämpfung muß deshalb von „außen“ mit Hilfe eines Phasenregelkreises hinzugefügt werden, um die unerwünschten Dipolschwingungen zu verringern und damit die Lebensdauer des Teilchenstrahls zu erhöhen. Im ungedämpften Fall ($\alpha = 0$) wird der Teilchenstrahl entsprechend Gl. 3.1-16 und Gl. 3.1-17 beschrieben durch

$$B(s) = \frac{\omega_s^2}{s^2 + \omega_s^2} \quad (5-11)$$

Damit ist die Modellbildung von Teilchenstrahl und Resonator weitgehend abgehandelt. Die Beschleunigerkavität wird als Tiefpaß und der Teilchenstrahl als Parallelschwingkreis modelliert. Alle anderen Komponenten, wie Kabel oder Verstärker stellen einfache Verzögerungen dar. Im nächsten Abschnitt werden die Komponenten zu einem PLL verknüpft. Dessen Simulation liefert Dimensionierungshinweise für die digitale Strahlteilchenregelung.

5.1. Der Phasenregelkreis (PLL) eines Beschleunigers

Die folgenden allgemeinen Beschreibungen des Hochfrequenzsystems eines Beschleunigers lehnen sich an die in der Beschleunigergemeinschaft verbreitete Notation nach D. Boussard in [CAS-91] an.

Das einfachste HF-System eines Beschleunigers ist ähnlich Bild 5.1-1 aufgebaut. Ein solches System ist anfällig für Fehler, wie Variationen des Magnetfelds oder Phasenrauschen des Referenzoszillators.

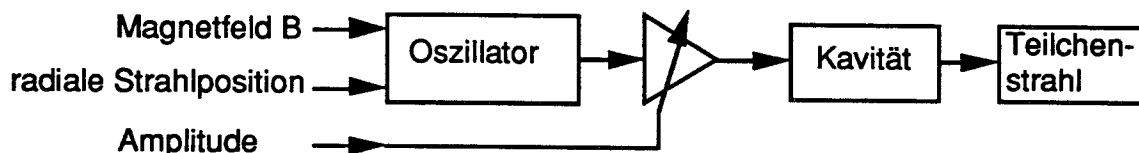


Bild 5.1-1: Einfachstes mögliches HF-System eines Beschleunigers

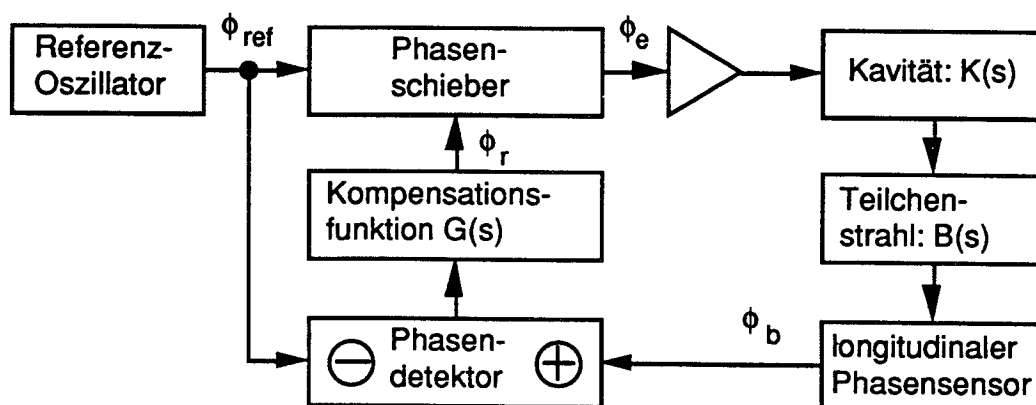


Bild 5.1-2: HF-System eines Beschleunigers mit möglicher Rückführung

¹ BESSY: Berliner Elektronen Synchrotron Speicherring

Um den in Gl. 5-11 fehlenden Dämpfungsterm zu erzeugen, erhält das HF-System eine Rückführung entsprechend Bild 5-2 und ist dann mit Bild 5.1-2 vergleichbar.

Der Teilchenstrahl wird im ungedämpften Fall (siehe Gl. 5-11) durch die Übertragungsfunktion von Kavitätsphase ϕ_e zu Strahlphase ϕ_b mit

$$B(s) = \frac{\phi_b}{\phi_e} = \frac{\omega_s^2}{s^2 + \omega_s^2} \quad (5.1-1)$$

beschrieben. Diese Funktion weist wie gewünscht Pole bei $s = \pm j \omega_s$ auf. Für den geschlossenen Regelkreis gilt:

$$\phi_r(s) = \frac{G(s) \cdot K(s) \cdot (B(s) - 1)}{1 - G(s) \cdot K(s) \cdot B(s)} \cdot \phi_{ref}(s) \quad (5.1-2)$$

Weist der Nenner in Gl. 5.1-2 keine Nullstellen mit positivem Realteil auf, ist das System stabil. Vernachlässigt man den Einfluß der Kavität $K(s)$ und wählt als Kompensationsfunktion einen idealen Differentiator mit $G(s) = K_d \cdot s$, so weist die charakteristische Gleichung $G(s) \cdot B(s) - 1 = 0$ nach Gl. 5.1-3

$$s^2 - K_d \cdot s \cdot \omega_s^2 + \omega_s^2 = 0 \quad (5.1-3)$$

Nullstellen bei

$$s_{1,2} = \frac{K_d \cdot \omega_s^2}{2} \pm j \omega_s \sqrt{1 - \frac{K_d^2 \cdot \omega_s^2}{4}} \quad (5.1-4)$$

auf, so daß mit $K_d < 0$ Dämpfung auftritt. Das System zweiter Ordnung ist kritisch gedämpft (siehe [PHI-88]), wenn beide Nullstellen rein reell sind, d.h. für

$$K_d = -\frac{2}{\omega_s} \quad (5.1-5)$$

Der ideale Differentiator existiert nicht. Wird er als realer Differentiator dimensioniert und gleichzeitig die Tieffpaßeigenschaft der Kavität berücksichtigt, so ist in [CAS-91, Seite 476] gezeigt, daß bei einem solchen System die mögliche Schleifenverstärkung begrenzt und nur eine schwache Dämpfung erzielbar ist. Wird für die Kompensationsfunktion $G(s)$ ein realer Integrator gewählt, mit

$$G(s) = \frac{G_0}{1 + s \cdot \tau} \quad (5.1-6)$$

so ist die Schleifenverstärkung aus Stabilitätsgründen wiederum begrenzt, so daß wiederum nur eine schwache Dämpfung erzielbar ist.

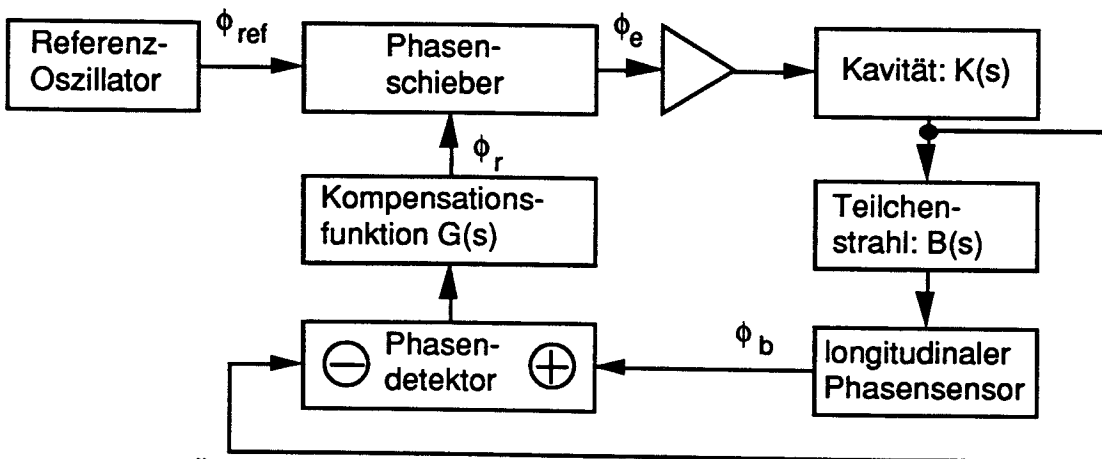


Bild 5.1-3: Übliche Realisierung der Phasenregelung eines Beschleunigers

Das Problem löst die Anordnung nach Bild 5.1-3, wobei der Phasendetektor die Phasendifferenz nicht zwischen Teilchenstrahl und Referenzoszillator, sondern zwischen Teilchenstrahl und Beschleunigerkavität ermittelt.

Mit der Übertragungsfunktion der Kavität $K(s)$ mit der Zeitkonstanten τ_k nach Gl. 5-12 lautet nun die Übertragungsfunktion des Regelkreises:

$$\phi_r(s) = \frac{G(s) \cdot K(s) \cdot (B(s) - 1)}{1 - G(s) \cdot K(s) \cdot (B(s) - 1)} \cdot \phi_{ref}(s) \quad (5.1-7)$$

Stabilität ist gewährleistet, wenn alle Nullstellen des Nenners in der linken Halbebene liegen. Die charakteristische Gleichung

$$1 - G(s) \cdot K(s) \cdot (B(s) - 1) = 0 \quad (5.1-8)$$

liefert nach Einsetzen das Polynom 4. Ordnung:

$$s^4 \cdot \tau \cdot \tau_k + s^3 \cdot (\tau + \tau_k) + s^2 \cdot (1 + \tau \cdot \tau_k \cdot \omega_s^2 + G_0) + s \cdot \omega_s^2 \cdot (\tau + \tau_k) + \omega_s^2 = 0 \quad (5.1-9)$$

Die Stabilität dieses Systems 4. Ordnung

$$a_4 \cdot s^4 + a_3 \cdot s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s^1 + a_0 = 0 \quad (5.1-10)$$

wird mit dem Routh-Hurwitz-Kriterium (siehe [PHI-88], Seite 187) untersucht, das hier fordert:

$$\begin{aligned} a_4 > 0 & \Rightarrow \tau > 0 \text{ und } \tau_k > 0 \\ a_3 > 0 & \Rightarrow \tau + \tau_k > 0 \\ a_2 - \frac{a_1 \cdot a_4}{a_3} > 0 & \Rightarrow G_0 > -1 \\ a_1 \cdot a_2 \cdot a_3 - a_1^2 \cdot a_4 - a_3^2 \cdot a_0 > 0 & \Rightarrow G_0 > 0 \\ a_0 > 0 & \Rightarrow \omega_s^2 > 0 \end{aligned} \quad (5.1-11)$$

Für jedes reelle $G_0 > 0$ ist der Regelkreis stabil. Diese Konfiguration ist mit einem analogen System **nicht** realisierbar, da der Phasenschieber einen unendlich großen Arbeitsbereich aufweisen muß. Stattdessen wird üblicherweise ein VCO eingesetzt, der als Phasenschieber eine unbegrenzte Phasenvariation erlaubt. Im Gegensatz dazu wird diese Konfiguration mit einem digitalen Phasenschieber **erfolgreich** verwirklicht, wenn dieser eine unbegrenzte Phasenverschiebung ermöglicht.

Der für COSY eingesetzte komplexe Multiplizierer (siehe 6.4.5) erfüllt diese Bedingung, so daß dieses Regelkonzept für den digitalen Phasenregler angewendet wird. Im Hinblick auf die digitale Realisierung wird für $G(s)$ die ideale PID-Kompensationsfunktion

$$G(s) = \frac{K_i}{s} + K_p + s \cdot K_d \quad (5.1-12)$$

gewählt, mit der man das System 3. Ordnung

$$s^3 \cdot (K_d + \tau_k) + s^2 \cdot (1 + K_p) + s \cdot (\omega_s^2 \cdot \tau_k + K_i) + \omega_s^2 = 0 \quad (5.1-13)$$

und die Stabilitätskriterien nach Gl. 5.1-14 erhält.

$$\begin{aligned} a_3 > 0 & \Rightarrow \tau_k + K_d > 0 \\ a_2 > 0 & \Rightarrow 1 + K_p > 0 \\ a_1 - \frac{a_0 \cdot a_3}{a_2} > 0 & \Rightarrow K_i > \omega_s^2 \cdot \frac{K_d - \tau_k \cdot K_p}{1 + K_p} \\ a_0 > 0 & \Rightarrow \omega_s^2 > 0 \end{aligned} \quad (5.1-14)$$

Das System nach Bild 5.1-3 berücksichtigt noch nicht die in einem realen System z.B. durch Kabel auftretenden Verzögerungen. Speziell bei einem digitalen Regler treten Verzögerungen in Vielfachen der Abtastperiode auf, die allgemein die Phasenreserve verringern und die Stabilität vermindern. Um das Regelsystem realitätsnäher zu beschreiben, sind weitere Modellbildungen nötig. Bild 5.1-4 enthält Verzögerungen und mögliche Eingriffspunkte für die Rechner-simulation.

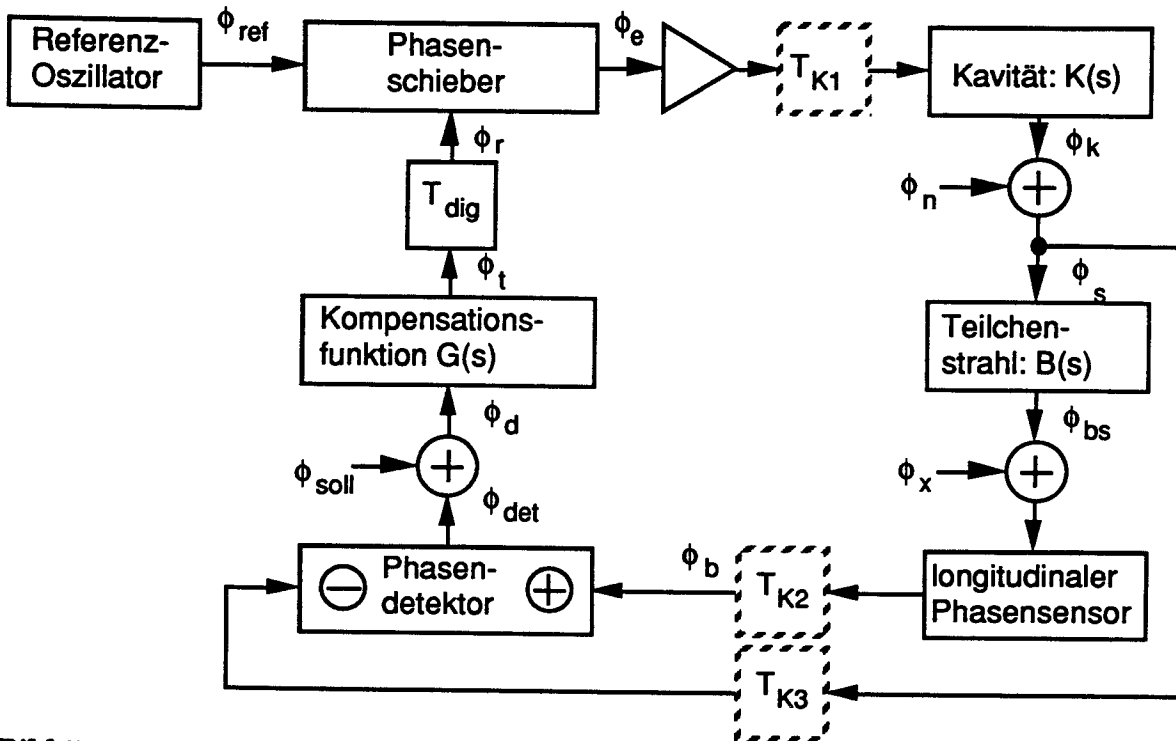


Bild 5.1-4: Modellbildung mit Verzögerungen. Die gestrichelten Verzögerungen T_{K1} , T_{K2} und T_{K3} werden gegenüber T_{dig} vernachlässigt.

Die Verbindungskabel von ca. 60 m Länge zwischen den einzelnen Baugruppen verursachen Verzögerungszeiten T_{K1} , T_{K2} und T_{K3} von jeweils ca. 300 ns. Die digitalen Baugruppen, bestehend aus Phasendetektor, Kompensationsfunktion und Phasenschieber, weisen zusammen eine maximale Durchlaufzeit von weniger als 80 Takten auf. Da die Taktfrequenz der digitalen Baugruppen das 16-fache der Umlauffrequenz des Teilchenstrahls beträgt (siehe Abschnitt 5.3), ist mit der minimalen Umlauffrequenz 450 kHz die maximale Zeitverzögerung $T_{dig} \approx 10 \mu s$. Demgegenüber werden die in Bild 5.1-4 gestrichelten Kabelverzögerungen vernachlässigt. Der Phasensensor befindet sich nicht am Ort der Kavität, sondern der Teilchenstrahl erreicht ihn ca. $\phi_x = 300^\circ$ später. Dies geschieht, um das Übersprechen zu minimieren, da das HF-Signal am Beschleunigungsspalt mit bis zu 5 kV Amplitude anliegt, während das am Phasensensor detektierte Signal demgegenüber (siehe Kapitel 4) eine Amplitude in der Größenordnung von einigen mV aufweist. Die Führungsgröße ϕ_{soll} gibt den räumlichen Versatz und auch die gewollte Phasendifferenz bei Beschleunigung vor.

Am Punkt ϕ_n kann der simulierte Strahl mit einer Störung angeregt werden, um das Regelverhalten zu untersuchen.

Das Modell in Bild 5.1-4 wird durch die Gleichungen

$$\begin{aligned}\phi_e(s) &= \phi_{\text{ref}}(s) + \phi_r(s) \\ \phi_r(s) &= G(s) \cdot [\phi_{\text{soll}}(s) + \phi_b(s) - K(s) \cdot \phi_e(s) - \phi_n(s)] \cdot e^{-s \cdot T_{\text{dig}}}\end{aligned}\quad (5.1-15)$$

$$\phi_b(s) = B(s) \cdot [K(s) \cdot \phi_e(s) + \phi_n(s)] + \phi_x(s)$$

und

$$\phi_r(s) = \frac{G(s) \cdot [\phi_{\text{soll}}(s) + \phi_x(s) + [B(s) - 1] \cdot (K(s) \cdot \phi_{\text{ref}}(s) + \phi_n(s))]}{1 - G(s) \cdot [B(s) - 1] \cdot K(s) \cdot e^{-s \cdot T_{\text{dig}}}} \cdot e^{-s \cdot T_{\text{dig}}}\quad (5.1-16)$$

beschrieben. Das stationäre Verhalten des Regelsystems wird mit dem Endwerttheorem der Laplace-Transformation (siehe [MEY-79])

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot Y(s)\quad (5.1-17)$$

ermittelt. Das Ausgangssignal des Phasendetektors lautet:

$$\begin{aligned}\phi_{\text{det}}(s) &= \frac{\phi_{\text{soll}}(s) \cdot G(s) \cdot [B(s) - 1] \cdot K(s) \cdot e^{-s \cdot T_{\text{dig}}}}{1 - G(s) \cdot [B(s) - 1] \cdot K(s) \cdot e^{-s \cdot T_{\text{dig}}}} \\ &+ \frac{\phi_x(s) + [B(s) - 1] \cdot (K(s) \cdot \phi_{\text{ref}}(s) + \phi_n(s))}{1 - G(s) \cdot [B(s) - 1] \cdot K(s) \cdot e^{-s \cdot T_{\text{dig}}}}.\end{aligned}\quad (5.1-18)$$

Auf eine Sprunganregung $\phi_{\text{soll}}(t) = \varepsilon(t) \circ \bullet s^{-1}$ antwortet der Regler mit

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \phi_{\text{det}}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \phi_{\text{det}}(s) = 0.\quad (5.1-19)$$

Er kann aufgrund des integrierenden Anteils ideal ausregeln. Der Phasenschieber muß den Sprung nachvollziehen:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \phi_r(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \phi_r(s) = \frac{K_i}{s}.\quad (5.1-20)$$

Auf eine Phasenrampe $\phi_{\text{soll}}(s) = \varepsilon(t) \cdot t \circ \bullet s^{-2}$ reagiert der Regler mit

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \phi_{\text{det}}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \phi_{\text{det}}(s) = -\frac{K_i}{\omega_s^2}\quad (5.1-21)$$

und der Phasenschieber muß, wie nach Gl. 5.1-11 gefordert, einen unbegrenzten Arbeitsbereich aufweisen:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \phi_r(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \phi_r(s) = \frac{K_i}{s^2}.\quad (5.1-22)$$

Bei Anregung über den Referenzoszillator mit

$$\phi_{\text{ref}}(t) = \varepsilon(t) \circ \bullet s^{-1} \text{ oder } \phi_{\text{ref}}(t) = \varepsilon(t) \cdot t \circ \bullet s^{-2} \text{ oder bei Anregung}$$

über den Teilchenstrahl mit

$$\phi_n(t) = \varepsilon(t) \circ \bullet s^{-1} \text{ oder } \phi_n(t) = \varepsilon(t) \cdot t \circ \bullet s^{-2}$$

lautet der Endwert des Ausgangssignals des Phasendetektors:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \phi_{\text{det}}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \phi_{\text{det}}(s) = 0\quad (5.1-23)$$

und auch das Ansteuersignal für den Phasenschieber jeweils:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \phi_r(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \phi_r(s) = 0.\quad (5.1-24)$$

Störungen durch den Strahl, genauso wie Phasenrampen und Sprünge der Referenz, hinterlassen also keine bleibenden Folgen.

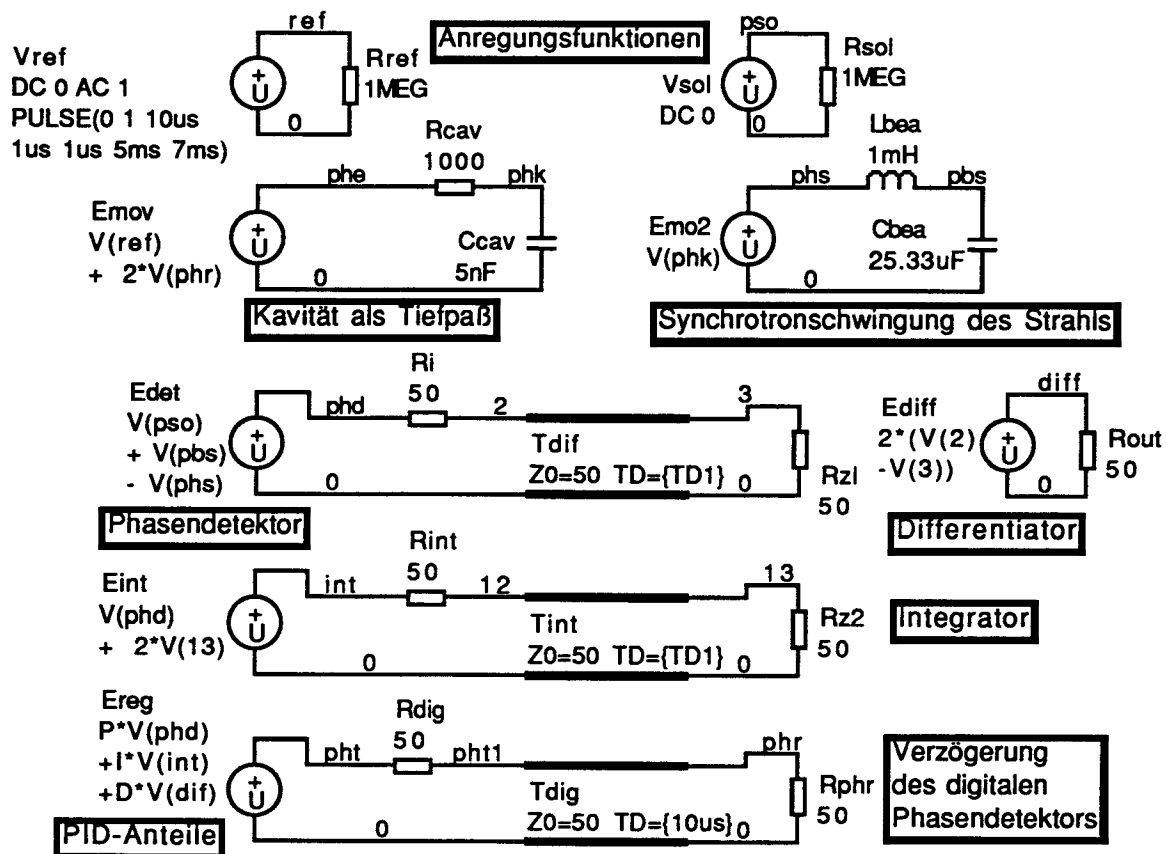


Bild 5.1-5: Simulationsgerechtes Ersatzschaltbild des Modells nach Bild 5.1-4
Hinweis: V_{ref} und V_{sol} sind unabhängige Spannungsquellen. Alle anderen Spannungsquellen, deren Name mit „E“ beginnt, sind entsprechend der angegebenen Verknüpfung gesteuerte Quellen.

Aufgrund der Verzögerung T_{dig} versagt das Routh-Hurwitz-Kriterium bei der Ermittlung der Stabilität, so daß eine PSPICE-Simulation angezeigt ist. Diese Simulation liefert gleichzeitig geeignete Parameter für den digitalen PID-Regler (siehe Bild 6.4.11-1).

Eine Einführung in die Benutzung von SPICE geben z.B. [HOE-85] und [TUI-88]. Die Möglichkeiten der kommerziellen Version PSPICE werden in [PSP-91] dokumentiert. Bild 5.1-5 gibt das Ersatzschaltbild des Reglers nach Bild 5.1-4 für die Simulation an. Alle Elemente aus Bild 5.1-4 sind durch entsprechende passive Schaltnetze und gesteuerte Spannungsquellen modelliert. Der Ausdruck des Simulationsprogrammes ist im Anhang A.6.6 zu finden.

Bei der Ermittlung der Parameter für die PID-Kompensationsfunktion müssen verschiedene Randbedingungen beachtet werden:

- Stabilität des Regelsystems
- Minimales Überschwingen als Reaktion auf einen Sollwertsprung
- Möglichst hohe Dämpfung der Synchrotronschwingung
- Verschwindender stationärer Fehler bei Sollwertsprüngen
- Minimaler stationärer Fehler bei Sollwertrampen.

Es ist sinnvoll, den Regler für die härtesten Anforderungen auszulegen, die bei der geringsten Umlauffrequenz $f_a = 450$ kHz der Teilchen vorliegen. Die Synchrotronfrequenz f_s kann ihren maximalen Wert annehmen, und die digitale Verzögerung des Reglers T_{dig} ist maximal. Durch geschicktes Probieren mit dem Simulator findet man geeignete Koeffizienten für den digitalen Regler (siehe Abschnitt 6.4.11) - zur leichteren Realisierung Zweierpotenzen:

$$P = 1/2, \quad I = 1/128, \quad D = 4 \quad (5.1-25)$$

Um den Aufbau zu vereinfachen und Multiplizierer auf der Reglerkarte einzusparen, ist bei dem Regler $P = 1$ vorgegeben. Deshalb wird für die Koeffizienten I und D mit $I = 1/64$ und $D = 8$ der doppelte Wert eingestellt und dann mit einem passenden Flachbandkabel eine Verschiebung des Ausgangssignals um eine Binärstelle vorgenommen. Natürlich könnte stattdessen auch ein Multiplizierer im Signalpfad hinter dem Regler eingesetzt werden.

Für höhere Umlauffrequenzen bis zur durch die Lichtgeschwindigkeit vorgegebenen Grenze $f_a \leq 1,6$ MHz können diese Parameter beibehalten werden. Da für höhere Umlauffrequenzen die Taktfrequenz f_c des Systems proportional zu f_a erhöht wird, verringert sich entsprechend die digitale Verzögerung T_{dig} und die Phasenreserve wächst. Gleichzeitig wird die Anforderung durch die bei höheren Energien kleinere Synchrotronfrequenz entspannter. Nach Gl. 6.4.11-4 sind die analogen Reglerparameter (K_p , K_i , K_d) mit den Koeffizienten des digitalen Reglers (P , I , D) über die Zusammenhänge

$$K_p = P \quad K_i = I \cdot f_c \quad K_d = \frac{D}{f_c} \quad (5.1-26)$$

frequenzabhängig verknüpft. Alle Abhängigkeiten zusammen bewirken, daß das Regelsystem ein ausgewogenes Verhalten über den gesamten Frequenzbereich aufweist.

Tabelle 5.1-1 gibt für verschiedene Synchrotronfrequenzen f_s die Durchtrittsfrequenzen f_d , und die Phasenreserve ϕ_{res} als Ergebnis der PSPICE-Simulation bei der minimalen Umlauffrequenz $f_a = 450$ kHz an. Bei der Frequenz f_d nimmt der Amplitudengang des aufgeschnittenen Regelkreises den Wert 1 an. Die Zeitverzögerung $T_{\text{dig}} \approx 10 \mu\text{s}$ vermindert im wesentlichen die Phasenreserve bei höheren Synchrotronfrequenzen um ca. $\Delta\phi \approx 360^\circ \cdot f \cdot T_{\text{dig}}$. Je geringer diese Zeitverzögerung ist, desto größer ist der Einsatzbereich des Reglers. Dieses Ziel wird durch massiv parallele Datenverarbeitung erreicht. Ähnliche Untersuchungen am SSC in Dallas ([MES-92], [MES-93]) führen zu dem Ergebnis, daß eine digitale Phasenregelung mit einem modernen Signalprozessor nur für eine "langsame" Anwendung mit Zeitkonstanten im Bereich von $100 \mu\text{s}$ realisierbar ist. Wird ein Signalprozessor, wie in [MES-93] nicht zur Phasendetektion, sondern nur als Kompensationsfunktion eingesetzt, so sind Zeitkonstanten um $1 \mu\text{s}$ möglich.

Synchrotronfrequenz f_s	Durchtrittsfrequenz f_d	Phasenreserve ϕ_{res}
10 Hz	3,0 kHz	84,5°
100 Hz	3,0 kHz	84,4°
1 kHz	3,3 kHz	83,9°
10 kHz	11,8 kHz	65,7°
20 kHz	22,1 kHz	37,5°

Tabelle 5.1-1: Phasenreserve ϕ_{res} des Reglers in Abhängigkeit von der Frequenz f_s der Synchrotronschwingung bei $f_a = 450$ kHz

Mit den gefundenen Einstellungen ist der Regler einerseits stabil und dämpft andererseits Synchrotronschwingungen von $f_s \approx 1$ Hz bis ca. 20 kHz. Dies reicht völlig aus, da die maximale Frequenz der Synchrotronschwingung bei COSY kleiner als 1 kHz ist. Die PID-Koeffizienten als Ergebnis der Simulation werden ungeändert im installierten Phasenregler (siehe Abschnitt 7.5) beibehalten, da sie bei Inbetriebnahme auf Anhub einen stabilen Betrieb gewährleistet haben.

5.2. Grundlagen der digitalen Signalsynthese

Für die Signalerzeugung mit Hilfe der digitalen Signalsynthese nähern, wie Bild 5.2-1 veranschaulicht, zeit- und wertediskrete Abtastwerte das gewünschte Signal an.

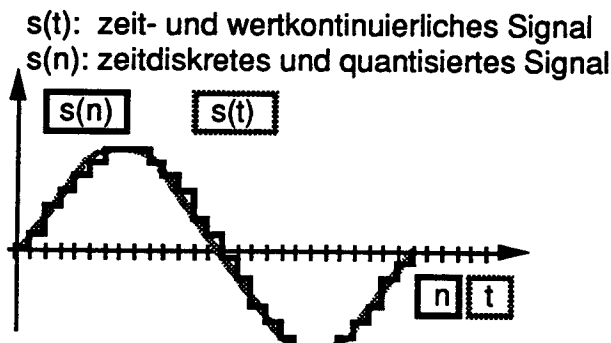


Bild 5.2-1: Kontinuierliches und diskretisiertes Signal in Gegenüberstellung

Auf diese Weise werden nahezu beliebige Signalformen, deren Abtastwerte in einem Speicher abgelegt sind, wiedergegeben. Signalmanipulationen lassen sich ohne Rücksicht auf analoge Einschwingvorgänge durchführen. Ist der Speicher frei programmierbar, so spricht man von einem arbiträren Signalgenerator (siehe A.5, LeCroy 9112). Der Speicher kann auch fest programmiert sein, um nur bestimmte Funktionen wie Sinus, Dreieck oder Rechteck zu generieren. Im wesentlichen existieren zwei Prinzipien, nach denen die Signalsynthese für variable Signalfrequenzen realisiert wird:

- 1) Eine vorgegebene Wertefolge wird mit variabler Rate abgetastet. Die Frequenz des erzeugten Signals f_a ist proportional zur Abtastrate f_c .
- 2) Eine Wertefolge wird mit konstanter Rate f_c abgetastet. Die Frequenz f_a des erzeugten Signals wird beeinflusst durch Änderung der Wertefolge.

Das erste Prinzip stellt Bild 5.2-2 vor. Ein Taktgenerator läßt einen Zeiger rotieren, der auf einen Tabelleneintrag hinweist. Die Tabelle enthält diskrete Abtastwerte der zu erzeugenden Signalform, in diesem Beispiel von einem Dreiecksignal. Das digitale Datenwort wird von einem Digital-Analog-Wandler (DA) mit Hilfe eines Tiefpaß als Rekonstruktionsfilter auf ein kontinuierliches Signal abgebildet. Dieses Signal - das gespeicherte Dreieck - erfaßt ein Oszilloskop. Die Frequenz f_a der Grundwelle des erzeugten Signals steht in einem festen Verhältnis zur Taktrate f_c . Wenn n_t die Anzahl der Tabelleneinträge ist, dann gilt: $f_c = n_t \cdot f_a$. Will man die Frequenz f_a kontinuierlich einstellen, muß die Taktfrequenz f_c variabel sein.

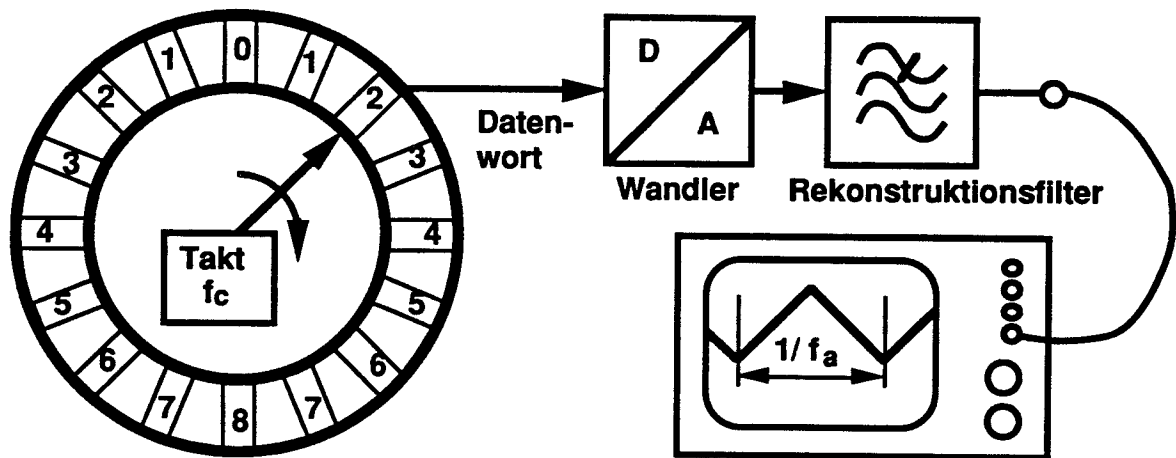


Bild 5.2-2: Motivation der digitalen Signalsynthese mit variablem Takt

Das zweite Prinzip veranschaulicht Bild 5.2-3. Eine solche Baugruppe wird als NCO² bezeichnet und ist von verschiedenen Anbietern: z.B. TRW [TRW-91], Stanford Telecom [STE-90], Harris [HAR-91] oder Plessey [PLE-91] erhältlich. Ein NCO besteht allgemein aus den Komponenten: Phasen-Akkumulator, Phasenaddierer und Sinus/Cosinus-Wertetabelle, bzw. CORDIC-Algorithmus. Derzeit existieren NCOs, die Taktfrequenzen bis zu 2 GHz erlauben (siehe Abschnitt 6.4.12) und Signalfrequenzen bis zu 500 MHz erzeugen können.

Die Funktionsweise eines NCO beruht auf einfachen arithmetischen Operationen. Ein Phasenakkumulator summiert ein vorgegebenes Phaseninkrement

$$p(n) = \frac{\Delta\Phi(n)}{2\pi} 2^N \quad (5.2-1)$$

auf. Die Akkumulatorwortbreite beträgt bei kommerziellen Bausteinen typischerweise $N = 32$ bit. Das Phaseninkrement ist proportional zur gewünschten Signalfrequenz f_a . Eine Überschreitung des Wertebereichs des Akkumulators wird ignoriert, da der Addierer modulo 2^N arbeitet. Das Intervall $[0, 2\pi[$ für $\Delta\Phi(n)$ wird auf das digitale Wort $p(n) \in [0, 2^N-1]$ abgebildet.

Das Signal $x(n)$ entspricht einem Zeiger, der mit der Kreisfrequenz

$$\omega_a = 2\pi f_a = 2\pi \frac{f_c}{2^N} p(n) = 2\pi \frac{f_c}{2^N} \cdot \frac{\Delta\Phi(n)}{2\pi} 2^N = f_c \cdot \Delta\Phi(n) \quad (5.2-2)$$

rotiert. Dem Zeigerstand kann additiv eine Phasenmodulation $\phi(n)$ aufgeprägt werden, die innerhalb eines Taktschritts „trägheitslos“ wirksam wird, wie das rechte untere Zeigerbild verdeutlicht.

Das phasenmodulierte Signal $y(n)$ zeigt auf einen Eintrag in einer Tabelle, die den Phasenwerten die Abtastwerte $s(n)$ z.B. eines sinusförmigen Signals zuordnet. Das Ausgangssignal $s(n)$ ist dann die digitale Repräsentierung einer Sinusschwingung

$$s(n) = \sin \left[\omega_a(n) \cdot \frac{n}{f_c} + \phi(n) \right] = \sin \left[2\pi \frac{p(n)}{2^N} \cdot n + \phi(n) \right] \quad (5.2-3)$$

Statt einer Tabelle der Abtastwerte wird z.B. bei dem digitalen Synthesizer TMC 2340 von TRW (siehe [TRW-91]) ein sogenannter CORDIC-Algorithmus benutzt.

² NCO: Numerical Controlled Oscillator $\approx$ numerisch gesteuerter Oszillator

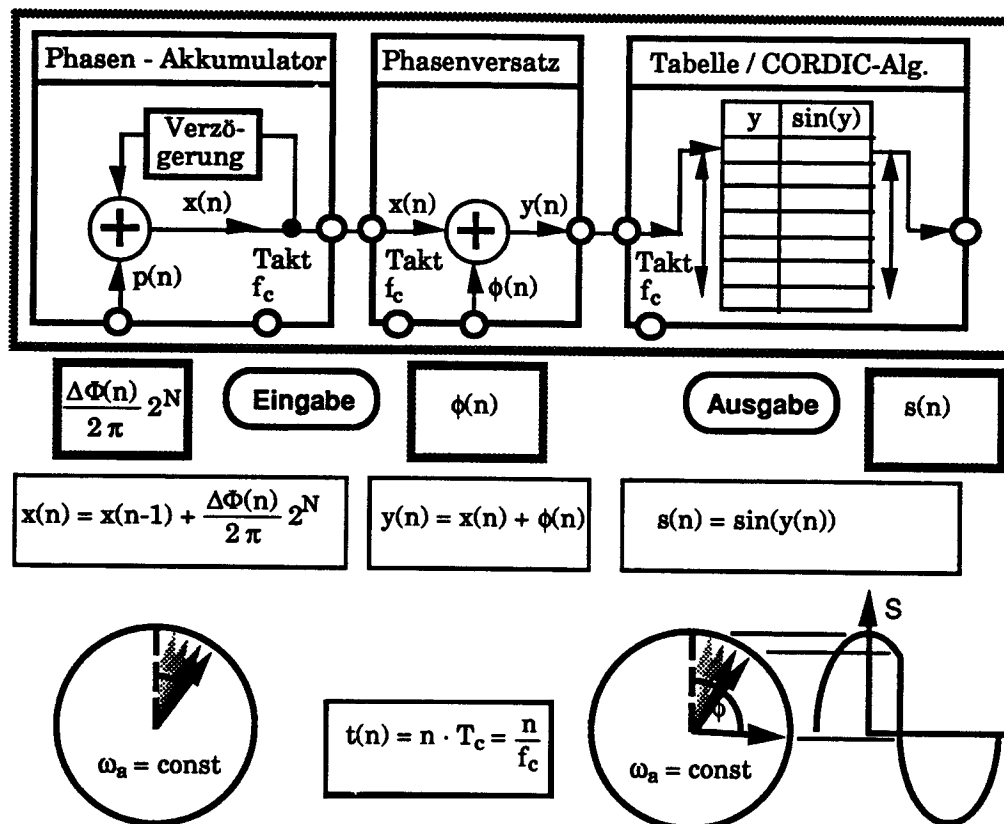


Bild 5.2-3: Funktionsweise, allgemeiner Aufbau und Einsatz eines NCO

Dieser Algorithmus bildet die oberen 16 bit des 32 bit breiten Phasenakkumulators auf zwei 16-bit Worte für Sinus und Cosinus ab. Dabei wird eine Theorie benutzt, die bereits in [VOL-59] beschrieben wird. Dieser Algorithmus wird auch bei dem Koordinatentransformer TMC 2330 (siehe Abschnitt 6.4.9) eingesetzt.

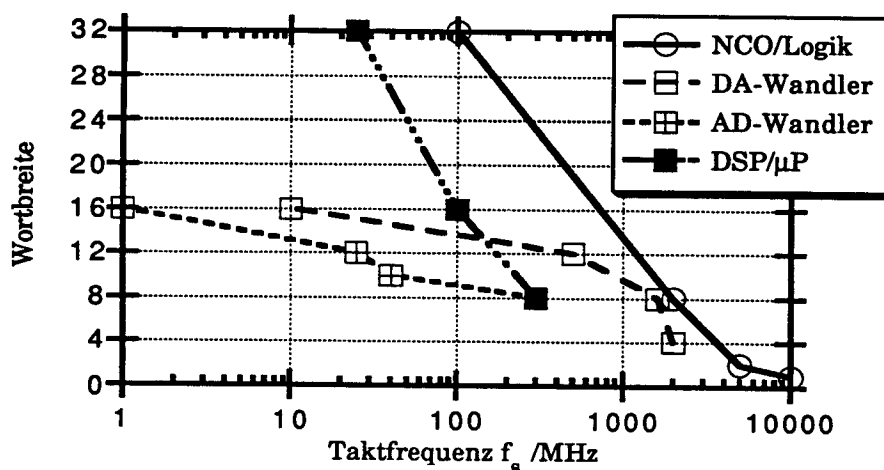


Bild 5.2-4: Zusammenhang zwischen Wortbreite und Abtastrate digitaler Schaltkreise heutiger Technologie, entnommen aus den Datenbüchern: [ADC-90], [ADC-92], [IDT-90b], [PHI-91], [PLE-91], [PLE-92], [STE-90], [TEK-92] und [TRW-91].

Bevor auf die erzielbare Signalqualität eingegangen wird, zeigt Bild 5.2-4 die heutigen Technologiegrenzen auf. Allgemein gilt, daß bei höheren Taktfrequenzen die Wortbreite der signalverarbeitenden Komponenten kleiner wird. Betrachtet man den Zusammenhang für DA- und AD-Wandler, so findet man einerseits „langsame“ hochauflösende und andererseits „schnelle“ niedrigauflösende Komponenten vor. Die heutige Grenze wird durch DA-Wandler mit 8 bit Wortbreite bei 2 GHz Taktrate markiert.

Im folgenden werden die Entwurfskriterien für ein DDS³-System allgemein und am Beispiel der Signalerzeugung für COSY erläutert.

Als erstes muß eine Vorstellung über das gewünschte Signal-/Rauschverhältnis vorliegen. Dieses legt grob die Wortbreite der DA-Wandler nach Gl. 5.2-4 fest. Die begrenzte Auflösung des DA-Wandlers erzeugt ein Quantisierungsrauschen [LÜK-85] und limitiert so den erzielbare Störabstand. In der Praxis [KES-91] genügt eine Faustregel für die Wortbreite N_{DA} des Digital-Analog-Umsetzers:

$$\frac{S}{N} = 1,76 \text{ dB} + 6,02 \text{ dB} \cdot N_{DA} \quad (5.2-4)$$

Ein analoger Tiefpaß entfernt Oberwellen aus dem vom DA-Wandler gelieferten analogen Signal. Die Auslegung des Tiefpaß' beeinflusst die maximal erzeugbare Frequenz, den Phasengang und die spektrale Reinheit. Die Anforderungen an das Rekonstruktionsfilter sind für sinusförmige und nichtsinusförmige Signale verschieden. Dieser Abschnitt behandelt nur sinusförmige Signale.

Ein Synthesizer nach Prinzip 1) mit variablem Takt $f_c = 1 / T_c$ und einer Tabelle mit N_1 Einträgen erzeugt eine Folge von Abtastwerten

$$s_1(n) = \sin\left(2\pi \frac{n}{N_1}\right), \quad (5.2-5)$$

die sich definitionsgemäß nach jeweils N_1 Takten wiederholt. Damit das Signal nicht identisch Null ist, muß $N_1 > 2$ gelten. Der ideale DA-Wandler liefert als Abtasthalteschaltung das Zeitsignal:

$$s_1(t) = \sum_{n=0}^{N_1-1} \sin\left(2\pi \frac{n}{N_1}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T_c}\right) * \delta(t - n \cdot T_c) * \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(t - m \cdot N_1 \cdot T_c) \quad (5.2-6)$$

Die Fourier-Transformierte von Gl. 5.2-6 lautet dann:

$$S_1(f) = \frac{\text{si}(\pi \cdot f \cdot T_c)}{N_1} \sum_{n=0}^{N_1-1} \sin\left(2\pi \frac{n}{N_1}\right) \cdot e^{-j2\pi f n T_c} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{m}{N_1} \cdot f_c\right) \quad (5.2-7)$$

Für gerades N_1 erhält man aus Gl. 5.2-7:

$$S_1(f) = \frac{\text{si}(\pi \cdot f \cdot T_c)}{N_1} \cdot e^{-j\pi \cdot m} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{m}{N_1} \cdot f_c\right) \cdot j2 \sum_{n=1}^{N_1/2-1} \sin\left(2\pi \frac{n}{N_1}\right) \cdot \sin\left(2\pi f \cdot T_c \cdot \left(\frac{N_1}{2} - n\right)\right) \quad (5.2-8)$$

Aufgrund der Siebeigenschaft des Dirac-Stoßes existiert das Spektrum nur an diskreten Frequenzlinien $f = m \cdot f_c / N_1$ mit $m \in \mathbb{Z}$. Unter dieser Voraussetzung vereinfacht sich die Summe über das Produkt der Sinus-Funktionen in Gl. 5.2-8:

³ DDS: Direct Digital Synthesis

$$\sum_{n=1}^{N_1/2-1} \sin\left(2\pi \frac{n}{N_1}\right) \cdot \sin\left(2\pi f \cdot T_c \cdot \left(\frac{N_1}{2} - n\right)\right) = \begin{cases} \pm \frac{N_1}{4} & \text{für } m = l \cdot N_1 \pm 1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.2-9)$$

mit $l \in \mathbb{Z}$

so daß der endgültige Ausdruck

$$S_1(f) = \frac{-j}{2} \operatorname{si}(\pi \cdot f \cdot T_c) \cdot \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \left(1 + \frac{1}{N_1}\right) \cdot f_c\right) - \delta\left(f - \left(1 - \frac{1}{N_1}\right) \cdot f_c\right) \quad (5.2-10)$$

resultiert.

Der Synthesizer nach Prinzip 2) mit konstantem Takt f_c , einer Akkumulatorwortlänge N_2 und dem Phaseninkrement $p(n)$ erzeugt nach Gl. 5.1-3 eine Folge:

$$s_2(n) = \sin\left[2\pi \frac{p(n)}{2^{N_2}} \cdot n + \phi(n)\right] = \sin\left[2\pi \frac{p(n)}{N_3} \cdot n + \phi(n)\right] \quad (5.2-11)$$

Das Phaseninkrement läßt sich allgemein in der Form $p(n) = r \cdot 2^k$ darstellen, wobei $r, k \in \mathbb{N}$ gelten soll.

Die Folge der Abtastwerte wiederholt sich nach $2^{(N_2 - k)}$ Takten, maximal nach $N_3 = 2^{N_2}$ Takten. Eine Abtasthalteschaltung modelliert den idealen DA-Wandler, und die Phasemodulation sei $\phi(n) = 0$. Dann lautet das Zeitsignal zu Gl. 5.2-11:

$$s_2(t) = \sum_{n=0}^{N_3-1} \sin\left(2\pi \frac{p(n) \cdot n}{N_3}\right) \cdot \operatorname{rect}\left(\frac{t}{T_c}\right) * \delta(t - n \cdot T_c) * \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(t - m \cdot N_3 \cdot T_c) \quad (5.2-12)$$

Das zugehörige Spektrum wird ähnlich wie Gl. 5.2-7 beschrieben:

$$S_2(f) = \frac{\operatorname{si}(\pi \cdot f \cdot T_c)}{N_3} \sum_{n=0}^{N_3-1} \sin\left(2\pi \frac{p(n) \cdot n}{N_3}\right) \cdot e^{-j2\pi f n T_c} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{m}{N_3} \cdot f_c\right) \quad (5.2-13)$$

Da N_3 gerade ist, folgt aus Gl. 5.2-13:

$$S_2(f) = \frac{\operatorname{si}(\pi \cdot f \cdot T_c)}{N_3} \cdot e^{-j\pi \cdot m} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{m}{N_3} \cdot f_c\right) \cdot j2 \sum_{n=1}^{N_3/2-1} \sin\left(2\pi \frac{p(n) \cdot n}{N_3}\right) \cdot \sin\left(2\pi f \cdot T_c \cdot \left(\frac{N_3}{2} - n\right)\right) \quad (5.2-14)$$

Dieses Spektrum existiert an diskreten Frequenzlinien $f = m \cdot f_c / N_3$ mit $m \in \mathbb{Z}$.

$$\sum_{n=1}^{N_3/2-1} \sin\left(2\pi \frac{p(n) \cdot n}{N_3}\right) \cdot \sin\left(2\pi f \cdot T_c \cdot \left(\frac{N_3}{2} - n\right)\right) = \begin{cases} \frac{N_3}{4} & \text{für } m = p(n) + l \cdot N_3 \text{ ungerade oder} \\ & m = -p(n) + l \cdot N_3 \text{ gerade} \\ -\frac{N_3}{4} & \text{für } m = p(n) + l \cdot N_3 \text{ gerade oder} \\ & m = -p(n) + l \cdot N_3 \text{ ungerade} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad \text{mit } l \in \mathbb{Z} \quad (5.2-15)$$

Da $N_3 = 2^{N_2}$ eine „große“ Zahl ist, kann dieses Spektrum sehr dicht und fein verteilt sein. Viele Spektrallinien entfallen, da die Summe über das Produkt der Sinus-Funktionen in Gl. 5.2-14 nach Gl. 5.2-15 an vielen Punkten verschwindet. Daraus resultiert der endgültige Ausdruck

$$S_2(f) = \frac{j}{2} \sin(\pi \cdot f \cdot T_c) \cdot \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \delta(f - (1 + \frac{p(n)}{N_3}) \cdot f_c) - \delta(f - (1 - \frac{p(n)}{N_3}) \cdot f_c) \quad (5.2-16)$$

Für den Spezialfall, daß der Synthesizer mit festem Takt f_c auf eine Frequenz f_a eingestellt ist, die genau der Taktfrequenz f_c , geteilt durch eine natürliche Zahl, entspricht, also für $p(n) = N_3/N_1$, verhält er sich genauso wie der Synthesizer mit variablem Takt, der auch mit f_c betrieben wird.

Die Bedeutung der Spektren nach Gl. 5.2-10 und 5.2-16 wird nun im Hinblick auf die erzielbare Signalqualität untersucht.

Beiden beschriebenen Verfahren ist gemeinsam, daß ein Tiefpaßfilter hinter dem DA-Wandler notwendig ist, um das Nutzsignal der Frequenz f_a herauszupräparieren und alle anderen spektralen Komponenten so stark zu dämpfen, daß sie nicht mehr störend in Erscheinung treten. Dieser Zusammenhang ist in Bild 5.2-5 dargestellt.

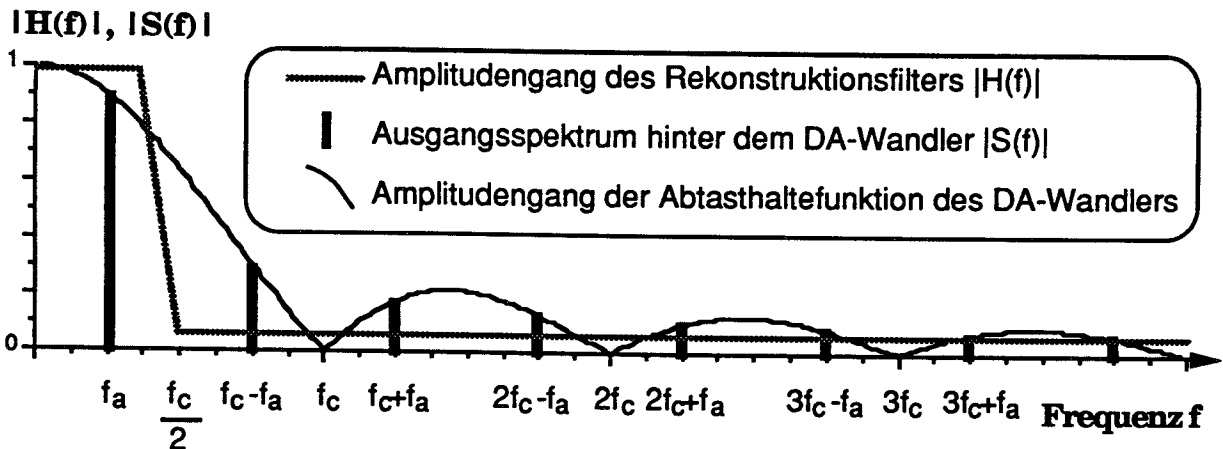


Bild 5.2-5: Spektrum des Ausgangssignals der Kombination eines NCO mit einem idealen DA-Wandler und Frequenzgang des passenden analogen Rekonstruktionsfilters

Die erzielbare Signalqualität hängt davon ab, inwieweit es gelingt, alle Frequenzkomponenten außer der gewünschten Signalfrequenz f_a zu entfernen. Die Nyquistgrenze $f_a \leq f_c/2$ limitiert die maximal erzeugbare Frequenz unter der Annahme, daß das Rekonstruktionsfilter ein Tiefpaß sein soll. Wählt man einen Wert $f_a > f_c/2$, so liegt die Aliaskomponente $f_c - f_a$ als Spiegelbild unterhalb der Nyquistgrenze und ist deshalb von einem Nutzsignal nicht unterscheidbar. Die Nyquistgrenze $f_a = f_c/2$ ist in der Praxis nicht erreichbar, da ein realisierbares kausales Rekonstruktionsfilter das Nutzsignal bei f_a und die Aliaskomponente bei $f_c - f_a$ nicht mehr trennen kann. In der Praxis wählt man daher

$$f_a \leq 0,4 \cdot f_c. \quad (5.2-17)$$

Das tatsächliche Verhältnis von Taktfrequenz und Abtastfrequenz hängt vom speziellen Anwendungsgebiet ab. Ist der Phasengang des Rekonstruktionsfilters, z.B. bei Audio-Anwendungen, weniger wichtig, so darf ein Tiefpaßfilter hoher Ordnung eingesetzt werden. Bei der Erzeugung eines Signals ent

sprechend Gl. 5.2-17 mit $f_a = 0,4 \cdot f_c$, tritt im Spektrum eine untere störende Komponente mit der Frequenz $f_u = 0,6 \cdot f_c$ auf. Die Amplituden von f_a und f_u verhalten sich aufgrund der Abtasthaltefunktion des DA-Wandlers allgemein zu:

$$\frac{|S(f_u)|}{|S(f_a)|} = \frac{\text{si}\left(\pi \frac{f_u}{f_c}\right)}{\text{si}\left(\pi \frac{f_a}{f_c}\right)} = \frac{\sin\left(\pi \frac{f_u}{f_c}\right)}{\sin\left(\pi \frac{f_a}{f_c}\right)} \cdot \frac{f_a}{f_u} = \frac{\sin\left(\pi \frac{f_c - f_a}{f_c}\right)}{\sin\left(\pi \frac{f_a}{f_c}\right)} \cdot \frac{f_a}{f_u} = \frac{f_a}{f_u} \quad (5.2-18)$$

Mit $f_a = 0,4 \cdot f_c$ resultiert eine Dämpfung um ca. - 3,5 dB bei f_u . Ein Störabstand von z.B. $r = 96$ dBc, erfordert eine Abschwächung bei f_u um weitere $r_{\text{filt}} = 92,5$ db.

Alle anderen spektralen Komponenten müssen nicht mehr betrachtet werden, da sie einerseits aufgrund der Abtasthaltefunktion eine geringere Amplitude aufweisen, und andererseits das Tiefpaßfilter so ausgelegt sein sollte, daß die spezifizierte minimale Dämpfung im Sperrbereich auch erreicht wird. Das Filter muß demnach eine Abschwächung r_{filt} innerhalb von

$$n_{\text{oct}} = \frac{\ln\left(\frac{f_u}{f_a}\right)}{\ln(2)} \quad (5.2-19)$$

Oktaven bewirken, in diesem Beispiel also innerhalb ca. 0,58 Oktaven. Umgerechnet auf eine Oktave entspricht dies einer Dämpfung von

$$r_{\text{oct}} = \frac{r_{\text{filt}}}{n_{\text{oct}}}, \quad (5.2-20)$$

in diesem Fall also ca. 158 dB/Oktave. Für die Filterordnung n_{filt} nimmt man ähnlich [WIL-91] an:

$$n_{\text{filt}} = \frac{r_{\text{oct}}}{6 \text{ dB / Oktave}}, \quad (5.2-21)$$

so daß in dem angegebenen Beispiel ein Filter 27-ter Ordnung benötigt wird. Bei gegebener Abschwächung r ist ein Abtausch zwischen maximaler Signalfrequenz und Filterordnung n_{filt} nach Gl. 5.2-22 möglich:

$$n_{\text{filt}} \geq \frac{r - 20 \cdot \log\left(\frac{f_u}{f_a}\right)}{6 \text{ dB / Oktave}} \cdot \frac{\ln(2)}{\ln\left(\frac{f_u}{f_a}\right)}. \quad (5.2-22)$$

Bei gegebener Taktfrequenz erfordert eine höhere Signalfrequenz eine höhere Filterordnung. Es sind verschiedene Auslegungen möglich, wobei die Verfügbarkeit und die Toleranz der Komponenten eine Rolle spielt.

Für die Verwendung der digitalen Signalsynthese innerhalb einer Phasenregelschleife muß zusätzlich der Phasengang des Rekonstruktionsfilters betrachtet werden. Allgemein nimmt die Nichtlinearität des Phasengangs mit steigender Filterordnung und größerer Annäherung der Signalfrequenz an die - 3 dB-Frequenz des Filters zu, wodurch er schwieriger zu beherrschen ist. Seine genaue Kenntnis erleichtert die digitale Kompensation. Das Problem wird deutlich, wenn zu Meßzwecken zwei Ausgangssignale gleicher Frequenz, aber verschiedener Phase benötigt werden.

Ein Ausgang wird als Referenzkanal definiert, und der andere soll dann gegenüber dieser Referenz ein um einen bestimmten Winkel frequenzunabhängig phasenverschobenes Signal liefern. Die Realisierung einer solchen Anordnung ist in Bild 7.4-4 als Vorstufe zur Phasenregelung gezeigt.

Weisen die Rekonstruktionsfilter beider Kanäle einen unterschiedlichen Phasengang auf, hat man ein Problem. Man kann natürlich die Phasengänge beider Filter ausmessen und digital korrigieren, aber das bedeutet gleichzeitig, daß sich jede DA-Wandlerkarte individuell verhält und im Störfall nicht einfach gegen eine Reservekarte ausgetauscht werden kann.

Eine Lösung besteht darin, Rekonstruktionsfilter zu verwenden, deren -3 dB-Frequenz deutlich höher als die maximal zu erzeugende Signalfrequenz liegt. Man benötigt kommerziell gefertigte Filter, die reproduzierbar mit nachgewiesener Streuung geliefert werden. Die minimale Abtastrate f_c wird demnach auch von den verfügbaren Rekonstruktionsfiltern bestimmt.

Für COSY werden Tiefpaßfilter von Mini-Circuits (siehe [MIN-92]) verwendet. Die gemessenen Daten der Typen PLP 5, PLP 10.7 und PLP 21.4, wobei die Zahl die -3 dB-Eckfrequenz in MHz angibt, sind in Bild 5.2-6 aufgeführt.

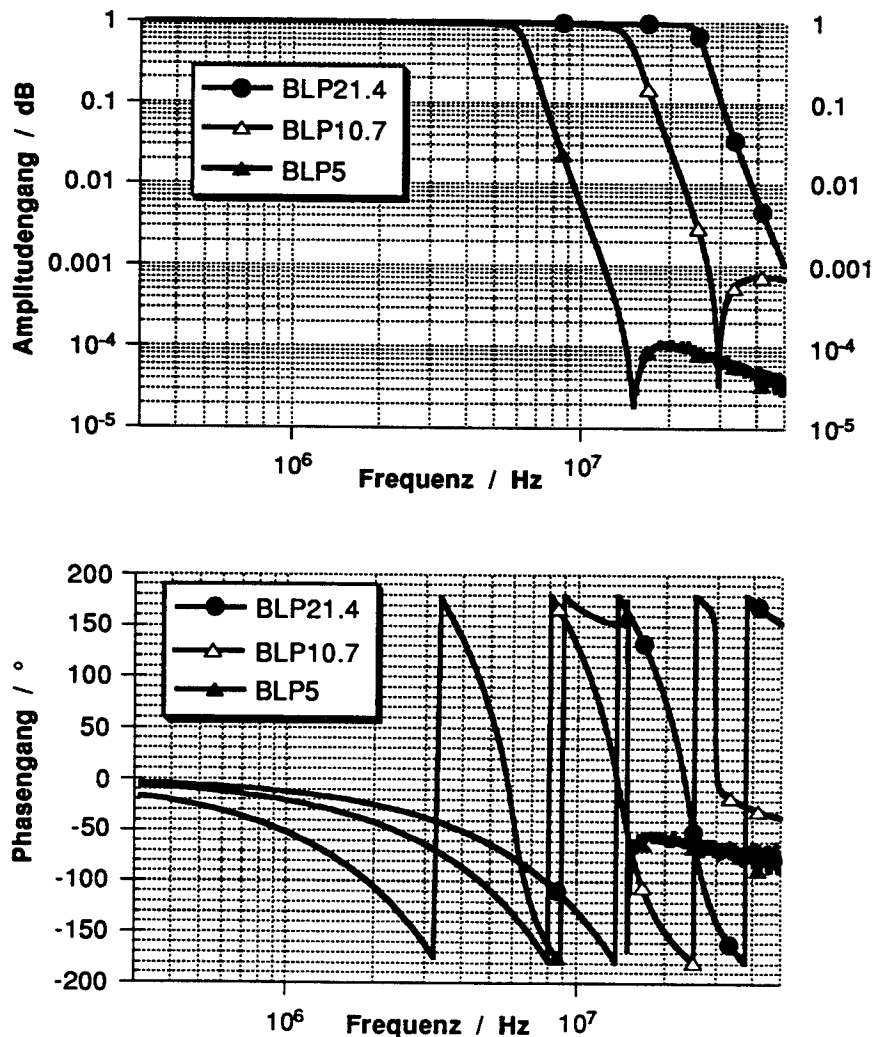


Bild 5.2-6: Amplituden und Frequenzgang der verwendeten analogen Tiefpaßfilter für die Signalerzeugung bis 8 MHz

Tabelle 5.2-1 führt Designbeispiele anhand der Signalerzeugung für COSY auf. Die unterste benötigte Frequenz beträgt $f_{\text{amin}} = 450 \text{ kHz}$ und die oberste $f_{\text{amax}} = 1,6 \text{ MHz}$. Die erste Störkomponente tritt nach Bild 5.2-5 bei $f_u = f_c - f_a$ auf.

Nr.	Taktfrequenz f_c	Wandler	f_{amax}	Dämpfung bei f_u	Filtertyp	Nötige Filterdämpfung	Einsatz / Bemerkung
1	20 MHz	12 bit, AD 9713	1,6 MHz	21,2 dB bei 18,4 MHz	PLP 5	50,7 dB	Testzwecke, siehe 6.4.2
2a	40 MHz	12 bit, AD 9713	1,6 MHz	27,6 dB bei 38,4 MHz	PLP 10.7+ PLP 21.4	44,4 dB	Signalerzeugung, siehe 6.4.2
2b	40 MHz	12 bit, AD 9713	7,5 MHz	12,7 dB bei 32,5 MHz	PLP 21.4+ PLP 21.4	59,3 dB	Signalerzeugung für TSR
3a	14,4 MHz	12 bit DAC 600	450 kHz	29,8 dB bei 14 MHz	PLP 5	42,2 dB	Signalerz. variabler Takt
3b	51,2 MHz	12 bit DAC 600	1,6 MHz	29,8 dB bei 49,6 MHz	PLP 5	42,2 dB	Signalerz. variabler Takt
4	1,024 GHz	8 bit TQ6114M (Triquint)	102,4 MHz	20 dB bei 921,6 MHz	Butterworth 2. Ordn.	28 dB	variable Takterzeugung

Tabelle 5.2-1: Dimensionierungsbeispiele für Rekonstruktionsfilter

Zu Beispiel 1:

Für $f_{\text{amax}} = 1,6 \text{ MHz}$ wird die erste störende Harmonische bei $f_u = 18,4 \text{ MHz}$ um 21,2 dB gedämpft. Die restlichen ca. 50 dB Dämpfung, bis der 72 dB Dynamikbereich des 12 bit Wandlers erreicht ist, muß das Tiefpaßfilter erbringen. Ein Tiefpaßfilter des Typs PLP 5 weist bereits die nötige Dämpfung auf.

Zu Beispiel 2:

Es zeigt sich, daß bei der realen Schaltung gegenüber dem idealen Spektrum nach Gl. 5.2-10 noch weitere Störkomponenten bei tieferen Frequenzen als f_u auftreten. Deshalb wird für die Signalerzeugung (Abschnitt 7.1) für COSY (2a) eine Kettenschaltung aus den Filtern PLP 10.7 und PLP 21.4 verwendet. Mit zwei Tiefpaßfiltern PLP 21.4 (2b), lassen sich mit der ansonsten gleichen Kombination Signalfrequenzen bis zu 7,5 MHz bei einem Störabstand von ca. 55 dBc für die Anwendung beim TSR (Heidelberg) erzielen.

Zu Beispiel 3:

Bei der Signalerzeugung mit variablem Takt $7,2 \text{ MHz} \leq f_c \leq 25,6 \text{ MHz}$ müssen zwei Parameter in Einklang gebracht werden: die Anzahl n_t der Tabelleneinträge und die Auswahl des Rekonstruktionsfilters. Einerseits muß n_t ohne Rest durch vier teilbar sein. Dann kann die Hilbert-Transformation in idealer Form durch einfache Verzögerung um $n_t/4$ -Takte, also um 90° realisiert werden. Die zweite Bedingung lautet, daß die Frequenzen f_{amin} und f_{amax} mit $f_a = f_c / n_t$ einstellbar sein müssen.

Mit $n_t = 4$ resultiert $f_{\text{umin}} = 4 \cdot f_{\text{amin}} - f_{\text{amin}} = 1,35 \text{ MHz}$. Diese Frequenz liegt innerhalb des Nutzfrequenzbandes, kann also durch ein Tiefpaßfilter nicht entfernt werden. Daraus folgt die Bedingung: $n_t \geq 8$. Um den Phasengang des Rekonstruktionsfilter besser beherrschen zu können, wird $n_t = 16$ gewählt. Gleichzeitig wird dadurch die obere Grenzfrequenz der verwendeten digitalen Komponenten optimal verwertet. Für f_{amin} ergibt sich dadurch $f_{\text{umin}} = 15 \cdot f_{\text{amin}}$. Die Komponente bei f_{umin} wird gegenüber dem Nutzsignal um 23,5 dB gedämpft. Das Rekonstruktionsfilter muß also bei $f_{\text{umin}} = 6,75 \text{ MHz}$ unter Verwendung eines 12 bit DA-Wandlers eine Dämpfung von 48,5 dB aufweisen. Dies ist mit den vorgesehenen Filtern nicht sinnvoll erreichbar. Die für die Signalverarbeitung verwendeten Multiplizierer verhindern eine weitere Erhöhung der Taktfrequenz entsprechend einer Steigerung von n_t . Deshalb werden zwei Tabellen mit $n_t = 16$ Einträgen verwendet, wobei die Abtastwerte in der zweiten Tabelle gegenüber der ersten um $360^\circ/32$ verschoben sind (siehe dazu Abschnitte 6.4.2, 7.2 und A.5.6). Die Abtastwerte beider Tabellen werden verschachtelt, so daß der DA-Wandler die Daten mit der effektiven Abtastrate $f_e = 2 \cdot f_c = 32 \cdot f_a$ erhält. Nun reicht laut Tabelle ein Tiefpaßfilter PLP 5.

Zu Beispiel 4:

Für die Takterzeugung zur Ansteuerung der Schaltung nach Beispiel 4 (siehe Abschnitt 6.4.13 und 7.2) genügt laut Tabelle 5.2-1 und Gl. 5.2-22 ein Filter 2. Ordnung. Dieses wird als Butterworthfilter in PI-Konfiguration realisiert. Die Kombination von Beispiel 3 und 4 ergibt das in Bild 5.2-7 skizzierte Blockschaltbild. Wie im folgenden noch beschrieben wird, treten Störungen aufgrund von Rundungsfehlern oder Nichtlinearitäten des Wandlers etc. bei dieser Schaltung im Gegensatz zum Betrieb mit festem Takt nur bei Vielfachen der Signalfrequenz f_a auf.

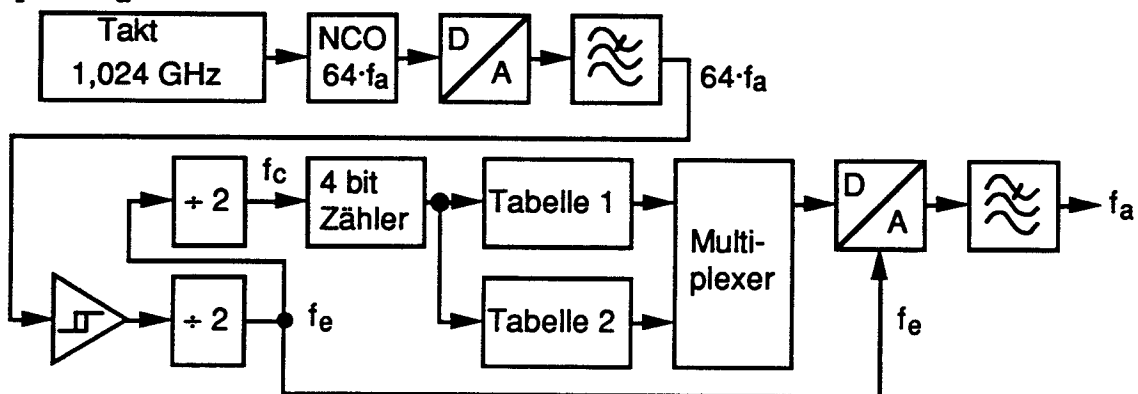


Bild 5.2-7: Skizze der Kombination von Beispiel 3 und Beispiel 4

Die Überprüfung der Eigenschaften eines digitalen Systems liefert üblicherweise schlechtere Signal-/Rauschverhältnisse, als man aufgrund der Auflösung der DA-Wandler vermutet. Dies ist zum einen auf Unvollkommenheiten und zum anderen auf Informationsverlust durch Rundungsfehler zurückzuführen. Verschiedene Artikel, z.B. von V.F. Kroupa (siehe [KRO-93]) oder [NIC-87], wie auch die Applikationsschriften der Hersteller von DDS-Komponenten behandeln die auftretenden Störkomponenten und das Hintergrundrauschen.

Folgende Störquellen werden lokalisiert, die dem NCO-Prinzip, der Signalsynthese mit konstanter Taktrate f_c , zugrundeliegen:

- 1) Die Phasenauflösung der Sinus-Tabelle ist geringer als die Wortbreite des Phasenakkumulators.
- 2) Die Wertauflösung der Sinus-Tabelle ist in der Wortbreite begrenzt.

In den Gleichungen 5.2-5 bis 5.2-16 wird ein idealer DA-Wandler mit unendlicher Auflösung angenommen. Die Verwendung eines nicht idealen DA-Wandlers bewirkt zusätzliche Störsignale:

- 3) Die Wortbreite des Wandlers und seine Linearität sind begrenzt.
- 4) Das Taktsignal erzeugt aufgrund von Nichtlinearitäten der Schaltstufen des Wandlers Mischprodukte mit dem Ausgangssignal.
- 5) Aufgrund interner Schaltverzögerungen in dem Wandler können bei bestimmten aufeinanderfolgenden Abtastwerten sogenannte „Glitches“ auftreten.

Weist die Taktquelle einen Jitter auf, so kommen die (richtigen) Abtastwerte zum falschen Zeitpunkt:

- 6) Der Taktjitter verringert die effektive Wandlerauflösung.

Die Ursachen der Störungen 2) und 3) werden zusammen betrachtet. Üblicherweise werden NCO und Wandler so kombiniert, daß das vom NCO an den Wandler gelieferte Signal die gleiche Wortbreite wie der Wandler N_{DA} aufweist. Ist dies nicht der Fall, oder hat der Wandler aufgrund von Nichtlinearitäten eine geringere effektive Auflösung, so muß die minimal auftretende Wortbreite betrachtet werden, und Gl 5.2-4 liefert die Amplitude der Störsignale im Vergleich zum Träger. Nun ist interessant, an welchen Punkten im Spektrum diese Störsignale auftreten. Der Übergang von Gl. 5.2-14 zu Gl. 5.2-16 erfolgt unter der impliziten Voraussetzung exakter Abtastwerte, so daß sich viele Spektralkomponenten laut Gl. 5.2-15 gegeneinander aufheben. Sind die Abtastwerte nicht exakt, so existiert im allgemeinen eine quasizufällige Abfolge der spektralen Komponenten, wobei das Frequenzraster, der minimale Abstand zweier Linien im Spektrum, durch $\Delta f = f_c / N_3$ bestimmt ist. Auf einem Spektrumanalysator beobachtet man einen sogenannten „Rasen“, der unterhalb dem nach Gl. 5.2-4 definierten Störabstand unter dem Träger zu finden ist (siehe dazu Bild 5.2-10). Eine genauere Aussage ist nicht sinnvoll, da sich die Spektren zweier Signale leicht verschiedener Frequenz bezüglich der Position der Störkomponenten so stark voneinander unterscheiden können, daß diese zusätzliche Information bedeutungslos ist. Die Ursache ist leicht zu verstehen:

Für geschickt ausgewählte Phaseninkremente $p(n)$, die „großen“ Primzahlen entsprechen, erzeugt der Phasenakkumulator nach Gl. 5.2-11 eine Folge, die eine Periodizität von bis zu N_3 Takten aufweisen kann. Damit wird einerseits das Nutzsignal f_a generiert, andererseits entsteht dadurch, ähnlich wie bei einem rückgekoppelten Schieberegister, eine quasizufällige Folge von Abweichungen von der idealen Wertefolge, die sich im Spektrum widerspiegeln.

Aus Speicherplatzgründen ist die Zahl der Adreßleitungen der Tabelle, die die Abtastwerte als Funktion des Phasenakkumulators enthält, kleiner als die Wortbreite des Phasenakkumulators. Dadurch treten Rundungsfehler bezüglich der tatsächlichen Phase auf. Nach [KRO-93] kann man diesen Einfluß gegenüber der Wortbreite des DA-Wandlers N_{DA} vernachlässigen, wenn die Tabellenadresse mindestens um den Faktor π höher auflöst. In der Praxis ist die Wortbreite der Tabellenadresse um zwei bis drei bit höher als N_{DA} .

Bei der Signalerzeugung mit variablem Takt gemäß Bild 5.2-2, existieren definitionsgemäß keine Rundungsfehler bei der Adressierung der Tabelle nach Gl. 5.2-5. Weiterhin ist die Folge der Abtastwerte mit n_t periodisch, so daß Störkomponenten resultierend aus der begrenzten Wandlerrauflösung nur bei Vielfachen der Signalfrequenz auftreten. Die fest vorgegebenen Abtastwerte ($n_t = 16$ für die Anwendung bei COSY) sind optimiert, so daß die Auflösung im Mittel besser als $\pm 0,5 \text{ LSB}^4$ ist. Damit ist ein Störabstand erreichbar, der tatsächlich um ca. 6 dB besser sein kann, als es die Auflösung des DA-Wandlers vorgibt.

Aus dem nichtidealen Schaltverhalten der Ausgangsstufen eines DA-Wandlers resultieren Mischprodukte zwischen der Takt f_c und der Signalfrequenz f_a . Die in Gl. 5.2-23 angegebene Beziehung entspricht dem Modell eines Mischers mit nichtlinearer Kennlinie, wobei $f_{i,j}$ die Frequenz der Störkomponente bedeutet.

$$f_{i,j} = i \cdot f_a + j \cdot f_c, \text{ mit } i, j \in \mathbb{Z} \quad (5.2-23)$$

Bei der Signalsynthese mit konstantem Takt ist die Verteilung dieser Störfrequenzen von der eingestellten Frequenz f_a abhängig. Bei variabler Taktung liegen diese Störungen bei Harmonischen der Signalfrequenz.

Das Schaltverhalten bewirkt auch die Erzeugung von Störgröße 5). Ein DA-Wandler kann nicht beliebig schnell den digitalen Wertevorgaben folgen, wie Bild 5.2-8 qualitativ andeutet, vergeht eine Einschwingzeit. Die im Wandler vorhandenen gesteuerten Stromquellen schalten aufgrund von Laufzeiteffekten zeitlich versetzt. Dies produziert unerwünschte Störspitzen, sogenannte „Glitches“. Hersteller von Wandlern (z.B. [ADC-90] und [KES-91]) geben die eingeschlossene Fläche von Zeit und Amplitudenabweichung als „Glitch-Impuls“ an. Meßdaten „guter“ Wandler zeigen Glitchimpulse $< 100 \text{ pV}\cdot\text{s}$. Diese Störungen sind unangenehm, weil sie Komponenten mit der Frequenz $f_c - 2 \cdot f_a$ erzeugen, die in den Durchlaßbereich des Rekonstruktionsfilters fallen können.

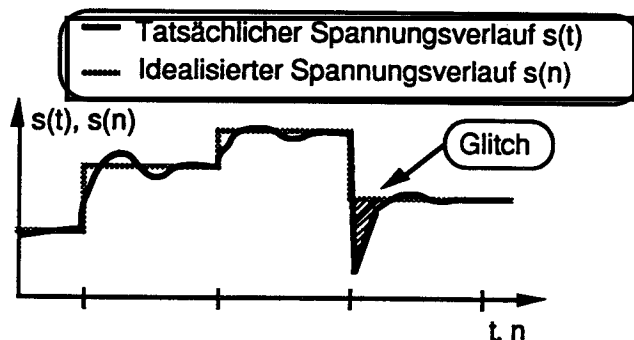


Bild 5.2-8: Einschwingverhalten und Glitches bei einem realen DA-Wandler

Die nicht ideale Takterzeugung bewirkt eine Unsicherheit des Abtastzeitpunktes, die als Taktjitter Δt_j bezeichnet wird. Bild 5.2-9 veranschaulicht, daß dieser Ab-tastjitter einem Amplitudenfehler ΔA_j des gewünschten Signals $\sin(2\pi f_a t)$ entspricht. Dieser Fehler ist im Nulldurchgang maximal mit

$$\Delta A_j = \sin(2\pi f_a \Delta t_j) \approx 2\pi f_a \Delta t_j. \quad (5.2-24)$$

Daraus läßt sich eine effektive Wortlänge $N_{\text{eff}} \approx -\log_2(2\pi f_a \Delta t_j)$ abschätzen und ein effektives Signal-/Rausch-Verhältnis $(S/N)_{\text{eff}} = 6,02 \cdot N_{\text{eff}}$ gewinnen.

⁴ LSB: Least Significant Bit = Binärstelle niedrigster Wertigkeit

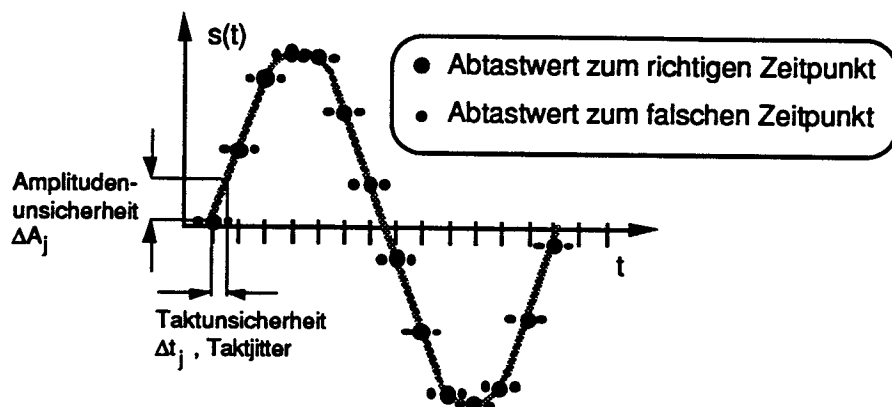


Bild 5.2-9: Signalbeeinflussung durch Taktjitter

Ursachen des Jitters sind das Phasenrauschen des eingesetzten Hauptoszillators zur Erzeugung der Abtastfrequenz f_c und die Reproduzierbarkeit der Schaltflanken der verwendeten Logik. Anhand der qualitativen Beispiele in Tabelle 5.2-2 ist es sinnvoll, bei Signalfrequenzen, die deutlich höher als 1 MHz sein sollen, Wandler in ECL-Logik zu verwenden.

Taktjitter Δt_j	f_a	N_{eff}	$(S/N)_{\text{eff}}$
200 ps (z.B. TTL-Logik)	1 MHz	9,63	58 dB
10 ps (z.B. ECL-Logik)	1 MHz	13,96	84 dB
10 ps (z.B. ECL-Logik)	10 MHz	10,63	64 dB

Tabelle 5.2-2: Abhängigkeit des effektiven S/N-Verhältnisses vom Taktjitter

Die Qualität eines DDS-Systems wird in der Praxis mit der Spektralanalyse bewertet. Der zu prüfende digitale Synthesizer erzeugt die gewünschten Nutzsignale. Mit einem Spektrumanalysator oder besser noch mit einem Fourieranalysator wird das Spektrum hinter dem Rekonstruktionsfilter gemessen. Man erhält eine Darstellung, die Bild 5.2-10 qualitativ wiedergibt.

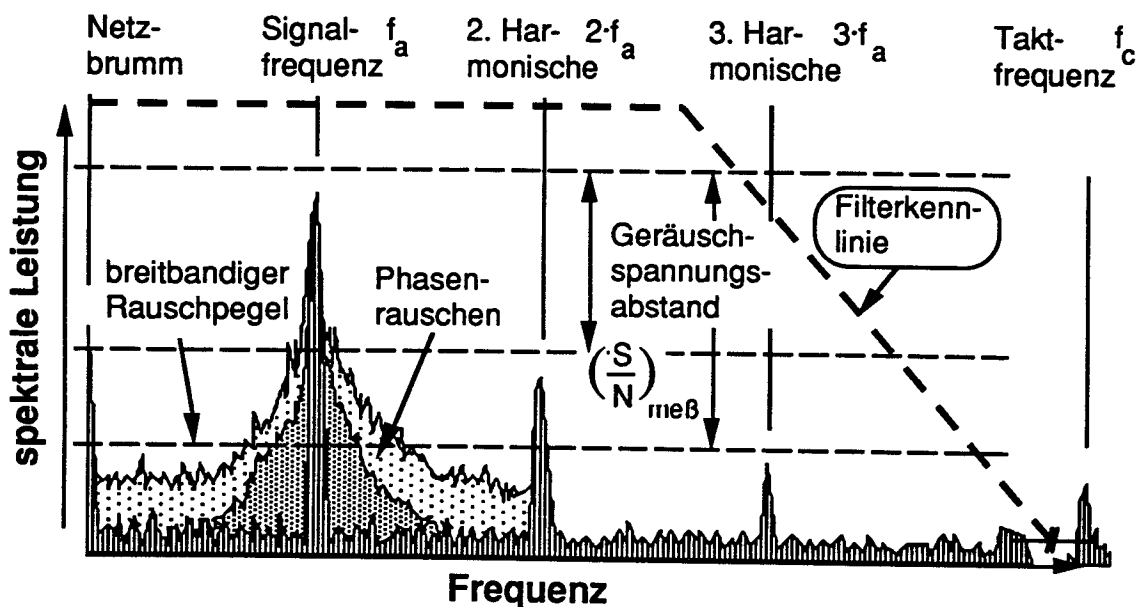


Bild 5.2-10: Typisches Spektrum hinter einem DA-Wandler, der von einem NCO angesteuert wird (nach [DA-93])

Aus dem gemessenen S/N-Verhältnis wird durch Umstellung von Gl. 5.2-5 eine effektive Wortbreite N_{ges} des gesamten digitalen Systems definiert:

$$N_{\text{ges}} = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{meß}} - 1,76 \text{ dB}}{6,02 \text{ dB}} \quad (5.2-25)$$

Ist dieses N_{ges} ungefähr gleich N_{DA} , so ist das System ausgewogen realisiert. Ist N_{ges} deutlich kleiner als N_{DA} , muß das Design überarbeitet werden.

In der Tabelle 5.2-3 sind verschiedene Beispiele zum Vergleich angegeben.

Wortbreite N_{DA}	Bezeichnung	f_c	f_a	S/N (Theorie)	(S/N) _{meß}
12 bit	Diplomarbeit [DEC-92]	4,19 MHz	100 kHz	72 dB	35 dB
12 bit	Signalerzeugung TSR	20 MHz	8 MHz	72 dB	52 dB
12 bit	Signalerzeugung COSY	60 MHz	2 MHz	72 dB	68 dB
8 bit	STEL-2273	1,024 GHz	400 MHz	48 dB	42 dB

Tabelle 5.2-3: Beispiele für die Qualität von DA-Wandlern in DDS-Anwendungen

Um die hier vorgestellte digitalen Signalsynthese mit anderen Verfahren zu vergleichen, muß zusätzlich das Phasenrauschen in geringem Abstand zum gewünschten Trägersignal betrachtet werden. Bei der Signalsynthese mit variablem Takt ist dies einfach: Das Phasenrauschen der variablen Takterzeugung wird ermittelt und die Anordnung von Zähler und Tabelle als Teilerfaktor n_t für die Signalfrequenz behandelt, die nach [ROH-83, Seite 87] die Rauschleistung um den Faktor $(n_t)^2$ für einen perfekten Frequenzteiler verringert. Für nicht ideale Teiler verringert sich die Rauschleistung um einen geringeren Faktor. Die auftretenden Seitenbänder neben dem Trägersignal werden im wesentlichen von dem Hauptoszillator erzeugt.

Das Phasenrauschen bei der Signalerzeugung mit konstantem Takt läßt sich z.B. für eine Bandbreite $\Delta f = 1 \text{ Hz}$ wie folgt abschätzen:

Innerhalb dieser Bandbreite befinden sich nach Gl. 5.2-14 $m = N_3 \cdot \Delta f / f_c$ Spektrallinien. Bei einer Auflösung des Phasenakkumulators von 32 bit, d.h. $N_3 = 2^{32}$ und $f_c = 20 \text{ MHz}$ sind dies $m = 214$ Linien. Für $f_c = 1,024 \text{ GHz}$ existieren entsprechend $m = 4$ Linien. Nach [KRO-93] darf für die Rauschleistung $P_r(f)$ des weißen Hintergrundrauschens die Formel 5.2-26 angewendet werden, wenn sich innerhalb der untersuchten Bandbreite Δf mindestens eine Spektrallinie außer der gewollten Signalfrequenz befindet, d.h. es muß $m > 1$ gelten.

$$P_r(f) \approx \frac{2}{3} \cdot \frac{2^{-2 \cdot N_{\text{DA}}}}{f_c} \quad (5.2-26)$$

Als Faustformel für das Phasenrauschen in 1 Hz-Bandbreite resultiert:

$$\frac{P_r(f)}{\text{dB}} \approx -2 - 6 \cdot N_{\text{DA}} - 10 \log(f_c) \quad (5.2-27)$$

In kurzer Übersicht bietet die digitale Signalerzeugung folgende Vorteile:

- Die Wortbreite des Phasenakkumulators bestimmt die erzielbare Frequenzauflösung. Ein 32 bit breiter Phasenakkumulator erlaubt unter der Annahme $f_a \leq f_c / 4$ eine Frequenzauflösung von 10^{-9} , so daß sich eine Signalfrequenz von z.B. $f_a = 100 \text{ MHz}$ auf $0,1 \text{ Hz}$ genau einstellen läßt.
- Die Frequenzkonstanz ist nur von den Eigenschaften des Taktoszillators abhängig, der in einer temperaturstabilisierten Umgebung untergebracht sein kann oder mit einem Frequenznormal synchronisiert wird.
- Die Frequenz und die Phase des Nutzsinalns können innerhalb weniger Takte modifiziert werden, da die analoge Bandbreite eines digitalen Oszillators mindestens doppelt so groß wie die erzeugte Signalfrequenz ist.
- Das Nutzsinal kann gleichzeitig in analoger und in digitaler Repräsentation verwendet werden, um digitale Signalerzeugung und -verarbeitung zu kombinieren.

Einige Nachteile müssen in Kauf genommen werden:

- Digitale Schaltungen erzeugen ein breites Störstrahlungsspektrum.
- Die Auslegung des Rekonstruktionsfilters, das die Oberwellen unterdrücken soll, kann problematisch sein.
- Der erzielbare Signal-/Rauschabstand verringert sich mit zunehmender Signalfrequenz. Die maximal erzeugbare Frequenz liegt derzeit bei 500 MHz bei $(S/N) \approx -42 \text{ dBc}$.

5.3. Auswahl des Phasendetektors

Die Eigenschaften eines Regelkreises sind eng mit der Genauigkeit der Erfassung des Zustands der Regelstrecke verknüpft. Die in Abschnitt 5.1 beschriebene Phasenregelung benötigt nach den Gleichungen 5-4 und 5-9 einen lineareren Phasendetektor mit möglichst hoher Auflösung, hoher Genauigkeit und schneller Akquisition. Das Prinzip eines Phasendetektors zeigt Bild 5.3-1.

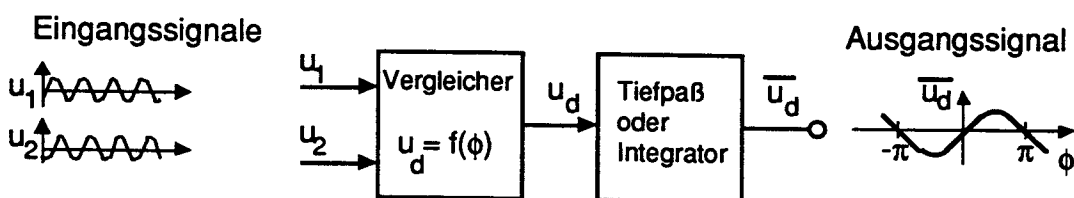


Bild 5.3-1: Prinzip eines Phasendetektors

Sind die Signale $u_1(t)$ und $u_2(t)$ als rein sinusförmig gegeben mit:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= A_1 \sin(2\pi f_1 t + \phi_1) + G_1 \quad \text{und} \\ u_2(t) &= A_2 \cos(2\pi f_2 t + \phi_2) + G_2, \end{aligned} \tag{5.3-1}$$

dann ist die Phasendifferenz $\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1$ gesucht.

Die Gleichanteile G_1 und G_2 werden z.B. von Offset-Fehlern in der analogen Signalvorverarbeitung hervorgerufen. Dabei ist angenommen, daß aufgrund äußerer Bedingungen für die Frequenzen gilt: $f_1 = f_2 = f_a$, wobei f_a die Umlauffrequenz des Beschleunigers im Bereich von 450 kHz bis 1,6 MHz ist.

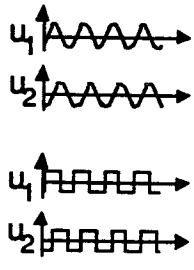
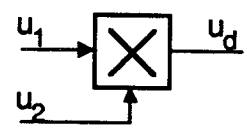
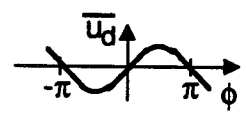
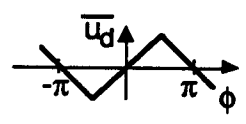
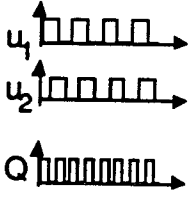
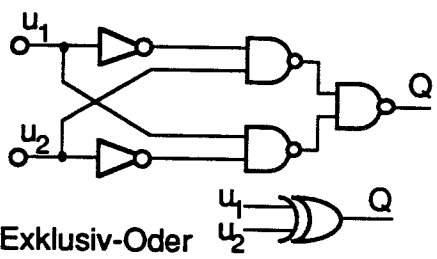
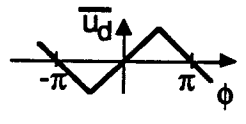
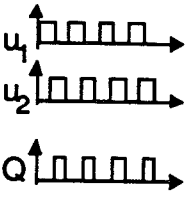
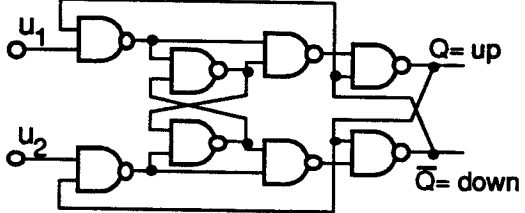
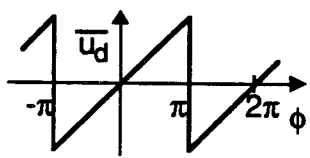
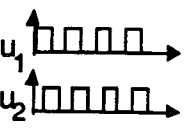
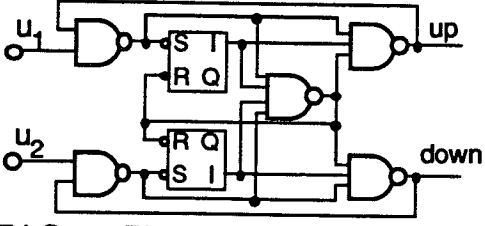
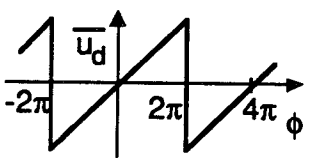
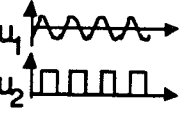
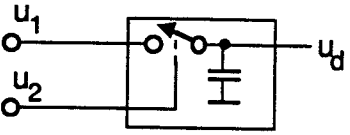
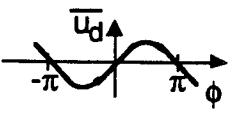
Eingangssignale	Schaltkreis	Ausgangssignal hinter Tiefpaß $\overline{u_d} = f(\phi)$
	 1: Vierquadrantenmultiplizierer	 
	 2: Exklusiv-Oder	
	 3: Flip-Flop-Phasendetektor	
	 4: Tri-State-Phasendetektor	
	 5: Sample & Hold-Phasendetektor	

Bild 5.3-2: Verschiedene mögliche Realisierungen eines Phasendetektors nach [RHO-83] und [BER-87].

Entsprechend Bild 5.1-3 ist $u_1(t)$ das von einem Strahlteilchensensor detektierte longitudinale Strahlsignal. Dieses ist nicht rein sinusförmig mit der Frequenz f_a , sondern es treten auch höhere Komponenten bei Vielfachen von f_a auf. Die spektralen Komponenten werden jeweils von Synchrotronseitenbändern begleitet. Die Pulsform des Teilchenstrahls wird in Abschnitt 3.3 simuliert. Gemessene Pulsformen sind in den Bildern 7.5-3 und 7.5-4 dargestellt.

Das Signal $u_2(t)$ wird am Beschleunigungsspalt der Kavität (siehe Abschnitt 2.2) mit einem kapazitiven Spannungsteiler abgenommen. Dieses Signal ist sinusförmig und weist einen Störabstand von bis zu 60 dBc auf - abhängig von der Aussteuerung der Röhrenendstufe.

Die Phase soll mit einer Genauigkeit $\Delta\phi < \pm 0,1^\circ$ gemessen werden. Die Meßzeit $T_{\text{meß}}$ darf einige Teilchenumläufe im Beschleuniger nicht überschreiten, da sie zur Verzögerungszeit T_{dig} beiträgt, die die Phasenreserve ϕ_{res} des in Abschnitt 5.1 beschriebenen Phasenreglers verringert. Deshalb soll $T_{\text{meß}} < 2 \dots 10 \mu\text{s}$ gelten. Die Realisierung und die erzielten Leistungsdaten des ausgewählten digitalen Phasendetektors behandelt dann Kapitel 7.

In der Literatur existieren verschiedene analoge und digitale Verfahren für den Aufbau eines Phasendetektors, die in Bild 5.3-2 ohne Anspruch auf Vollständigkeit tabelliert sind. Jedes dieser Verfahren weist spezifischen Vor- und Nachteile auf. Nachfolgend wird die Auswahl des für die Phasenmessung bei COSY verwendeten Prinzips begründet: Die gleichzeitige Anforderung an Genauigkeit und Geschwindigkeit läßt sich nur mit einem digitalen Phasendetektor, basierend auf dem Vierquadrantenmultiplizierer, erfüllen.

Die anderen vier Verfahren werden kurz gestreift:

Phasendetektoren, die nach den Verfahren 2 bis 4 ausgelegt sind, erzeugen eine Pulsfolge $u_d(n)$, deren zeitlicher Mittelwert innerhalb eines Bereiches von π , 2π oder 4π linear von der Phasendifferenz der beiden Eingangssignale abhängt. Dieses Prinzip wird z.B. in der Studienarbeit [STÜ-71] und darauf aufbauend in der Diplomarbeit [HAI-78] angewendet. Dort wird ein NF-Phasenmesser bis 100 kHz Signalfrequenz vorgestellt, der eine Genauigkeit von ca. 3° aufweist. Aus den analogen sinusförmigen Signalen $u_1(t)$, bzw. $u_2(t)$ werden die notwendigen rechteckförmigen Pulsfolgen $u_{r1}(t)$ bzw. $u_{r2}(t)$ durch jeweils einen Komparator nach Bild 5.3-3 gewonnen.

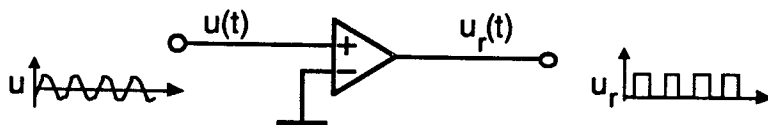


Bild 5.3-3: Gewinnung eines rechteckförmigen Signals $u_r(t)$ aus einem sinusförmigen Signal $u(t)$ mit einem Komparator

Aufgrund des nicht idealen Schaltverhaltens der Komparatoren ist die Phasendetektion amplitudenabhängig. Ein Gleichspannungsanteil auf einem der Eingangssignale führt zu einem Phasenfehler, da der Schaltzeitpunkt des jeweiligen Komparators verschoben wird. Am Beispiel von Verfahren 2, das in Bild 5.3-4 dargestellt ist, werden weitere Einzelheiten erörtert. Die Komparatoren generieren aus den sinusförmigen Signalen $u_1(t)$ und $u_2(t)$ die Rechteckpulsfolgen $u_{r1}(t)$ und $u_{r2}(t)$ fester Amplitude, wobei die Schaltpunkte in etwa mit den Nulldurchgängen korrespondieren.

Das Exklusiv-Oder-Gatter erzeugt eine Pulsfolge $u_d(t)$, deren Tastverhältnis der Phasendifferenz ϕ direkt proportional ist.

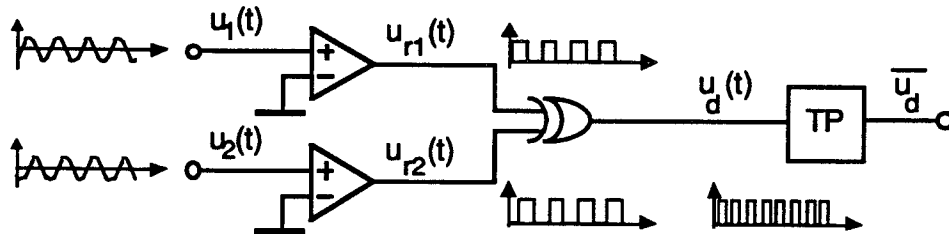


Bild 5.3-4: Phasenmessung mit Komparatoren und Exklusiv-Oder-Gatter

Diese Anordnung wird stellvertretend für die Verfahren 3) und 4) betrachtet, bei denen Flip-Flops den Phasenmeßbereich erweitern. Die Ausgangsfolge wird mit einem digitalen Zähler oder einem analogen Tiefpaß ausgewertet. Letzteres verdeutlicht Bild 5.3-5.

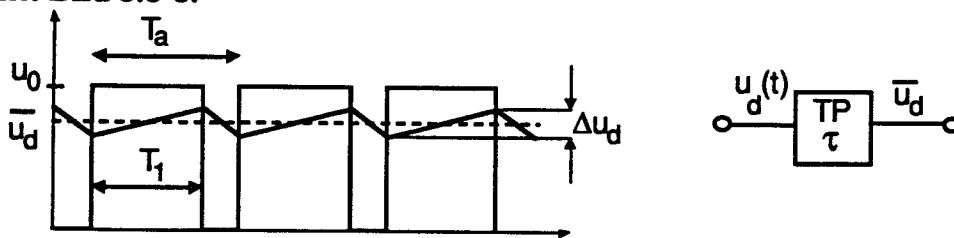


Bild 5.3-5: Mittelwertbildung der zur Phasendifferenz proportionalen Impulsfolge $u_d(t)$ mit einem RC-Tiefpaß 1. Ordnung

Zunächst muß für die Zeitkonstante des Tiefpaßfilters gelten: $\tau \gg T_a$, wobei $T_a = 1/f_a$ die Periodendauer eines der Eingangssignale des Phasendetektors ist. Wenn u_0 der Maximalwert der Spannung $u_d(t)$ ist, dann gilt für den Mittelwert :

$$\bar{u}_d = u_0 \cdot \frac{T_1}{T_a} = \frac{\phi}{k \cdot \pi} \quad \text{mit } k = 1, 2 \text{ oder } 4 \text{ (je nach Schaltung)} \quad (5.3-2)$$

Da die Einschaltzeit T_1 proportional zur Phasenverschiebung ist, ist nach Gl. 5.3-2 auch der Mittelwert $\bar{u}_d$ proportional zu ϕ . Die Welligkeit der Ausgangsspannung ermittelt sich zu:

$$\Delta u_d = u_0 \cdot \frac{T_1}{\tau} \cdot \left(1 - \frac{T_1}{T_a}\right) \quad (5.3-3)$$

Das Verhältnis von Δu_d und $\bar{u}_d$ lautet dann:

$$\frac{\Delta u_d}{\bar{u}_d} = \frac{\frac{T_1}{\tau} \cdot (T_a - T_1)}{T_1} = \frac{T_a - T_1}{\tau} \quad (5.3-4)$$

Für $T_1 \approx 0$ nimmt dieses Verhältnis den maximalen Wert T_a / τ an. Dieser Zusammenhang verhindert, daß ein Phasendetektor nach diesem Schema gleichzeitig schnell und genau sein kann. Soll das Verhältnis nach Gl. 5.3-4 einer 16 bit Phasenaufösung entsprechen, so ergibt sich bei einer Signalfrequenz $f_a = 450 \text{ kHz}$ eine Zeitkonstante $\tau \approx 0,15 \text{ s}$. Erlaubt man dagegen eine Zeitkonstante von $100 \mu\text{s}$, um die Synchrotronfrequenz sicher zu verarbeiten, so resultiert eine Phasenunsicherheit von $\pm 4^\circ$. Dieses Problem wird durch Verwendung eines Filters höherer Ordnung auf Kosten der Phasenreserve des Regelkreises verringert, so daß die Stabilität nicht länger garantiert wird.

Die Vorteile dieser Schaltung sind der einfache Aufbau und die lineare Abhängigkeit des Ausgangssignals $\bar{u}_d$ von der Phasendifferenz. Integrierte Schaltungen stehen in reichhaltiger Menge zur Verfügung. Der Diskriminator AD 9901 von Analog Devices (siehe [ADL-91]) kann z.B. bis 200 MHz eingesetzt werden.

Ein Nachteil dieser Schaltungsart ist, daß das Ausgangssignal durch den Tiefpaß integriert werden muß. Es muß ein geeigneter Kompromiß zwischen Restwelligkeit, Zeitkonstante des Tiefpaßfilters und Filtergrad gefunden werden.

Bei geeigneter Auslegung dient dieser Tiefpaß gleichzeitig als Schleifenfilter. Ein weiterer Nachteil ist, daß nach [MAH-89b] bei Anwesenheit von Oberwellen im Eingangssignal Meßfehler auftreten.

In [VIS-90] ist deswegen ein verbesserter Algorithmus ähnlich dem Prinzip 5 mit einem Sample&Hold-Schaltkreis zur Phasenmessung angeführt. Bei einer maximalen Taktfrequenz der Schaltung von 35 MHz lassen sich Signalfrequenzen von 100 kHz mit einer Genauigkeit von ca. 1° erfassen.

Da Phasengenauigkeit und maximale Signalfrequenz jeweils eine Größenordnung von den gewünschten Parametern entfernt sind, wird dieser Weg nicht weiter verfolgt.

An dieser Stelle muß angemerkt werden, daß der bei COSY benötigte Frequenzhub $1 + 4$ das Problem darstellt. Bei kleinerem Frequenzhub verringert eine Bandpaßfilterung die durch Oberwellen verursachten Abweichungen.

In der Literatur wird eine unübersichtlich große Anzahl an weiteren Erscheinungsformen eines Phasendetektors, wie z.B. die Nulldurchgangsdetektion oder der Nyquist-Rate-Phasendetektor beschrieben. Eine gute Übersicht über die verschiedenen Verfahren liefert [BES-87]. In [MAH-90] wird z.B. die Realisierung der Anordnung *High Precision Phase Measurement Using Adaptive Sampling* aus [MAH-89] erläutert. Dieses Meßsystem erlaubt die Phasenmessung mit einer Genauigkeit von 1° , wenn der Quotient von Abtastfrequenz f_c und Signalfrequenz f_a mindestens 100 beträgt und 12 bit AD-Wandler verwendet werden. Die heute erhältlichen 12 bit AD-Wandler erlauben Abtastraten von 25 MHz, so daß bei Signalfrequenzen bis 1,6 MHz die mit dieser Schaltung mögliche Phasengenauigkeit bei ca. 6° liegt. Andererseits sind 12 bit AD-Wandler für ca. 160 MHz Abtastrate in den nächsten Jahren nicht erhältlich.

Auch diese Möglichkeiten erfüllen für COSY nicht die gestellten Anforderungen. Dies liegt prinzipiell daran, daß die in dieser Aufzählung bisher beschriebenen Methoden die im Nutzsignal enthaltenen Informationen nur zum Teil auswerten. Komparatoren reagieren nur auf die Nulldurchgänge, nicht aber auf den zeitlichen Verlauf eines Signals, in dem die wesentliche Signalenergie enthalten ist.

Deshalb wird im folgenden die analoge Mischung der beiden Eingangssignale mit einem Vierquadrantenmultiplizierer (Prinzip 1) beschrieben. Darauf aufbauend wird das digitale Äquivalent dieser Schaltung vorgestellt, das bei variabler Taktung eine optimale Phasendetektion innerhalb einer Periode des Nutzsignals gestattet.

Die Schaltung nach Bild 5.3-6 ist eine einfache analoge Realisierung einer Phasenmeßeinrichtung mit einem Vierquadrantenmultiplizierer.

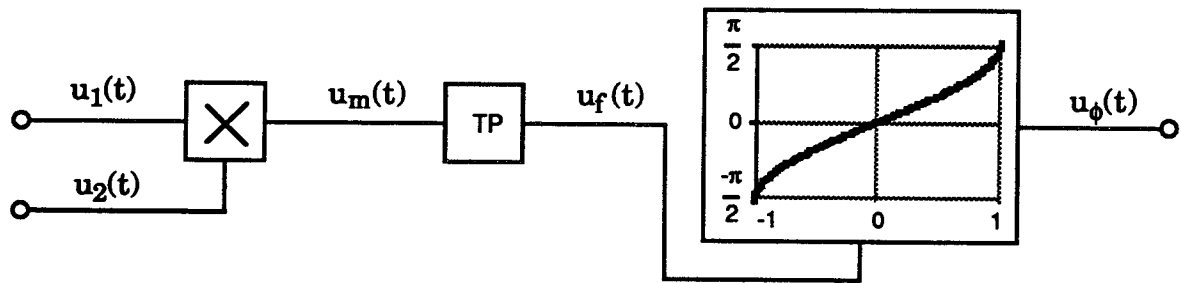


Bild 5.3-6: Analoge Realisierung einer Phasenmeßeinrichtung

Der Multiplizierer ermittelt das Produkt der Eingangssignale nach Gl. 5.3-1:

$$u_m(t) = u_1(t) \cdot u_2(t) \quad (5.3-5)$$

$$= \left(\begin{aligned} &\frac{A_1 \cdot A_2}{2} \sin(2\pi(f_1 - f_2)t + (\phi_1 - \phi_2)) \\ &+ \frac{A_1 \cdot A_2}{2} \sin(2\pi(f_1 + f_2)t + (\phi_1 + \phi_2)) + G_1 \cdot G_2 \\ &+ A_1 \cdot G_2 \sin(2\pi f_1 t + \phi_1) + A_2 \cdot G_1 \cos(2\pi f_2 t + \phi_2) \end{aligned} \right).$$

Mit $f_1 = f_2 = f_a$ vereinfacht sich $u_m(t)$ zu:

$$u_m(t) = \left(\begin{aligned} &\frac{A_1 \cdot A_2}{2} \sin(\phi_1 - \phi_2) + G_1 \cdot G_2 \\ &+ \frac{A_1 \cdot A_2}{2} \sin(4\pi f_a t + (\phi_1 + \phi_2)) \\ &+ A_1 \cdot G_2 \sin(2\pi f_a t + \phi_1) + A_2 \cdot G_1 \cos(2\pi f_a t + \phi_2) \end{aligned} \right). \quad (5.3-6)$$

Der Tiefpaß hinter dem Mischer läßt den Gleichanteil mit der Phaseninformation passieren. Die Komponenten mit der einfachen Frequenz f_a , die mit der doppelten Frequenz $2 \cdot f_a$ und natürlich auch höhere Frequenzen soll er herausfiltern. Erfüllt ein idealer Tiefpaß die Bedingungen: $H_{TP}(f = 0) = 1$ und $H_{TP}(f \geq f_a) = 0$, so resultiert:

$$u_f(t) = \frac{A_1 \cdot A_2}{2} \sin(\phi_1 - \phi_2) + G_1 \cdot G_2. \quad (5.3-7)$$

Die z.B. aus einem Eingangsoffset stammende Gleichspannungskomponente $G_1 \cdot G_2$ vermindert die Genauigkeit der Phasenmessung. Deshalb muß entweder $G_1 = 0$ oder $G_2 = 0$ mit hinreichender Genauigkeit erfüllt sein. Aus $u_f(t)$ gewinnt man die gewünschte Phaseninformation mit einer Kennlinie der Form

$$u_\phi(t) = \arcsin\left(\frac{2 u_f(t)}{A_1 \cdot A_2}\right) \text{ mit } u_\phi(t) \in \left[-\frac{\pi}{2}; +\frac{\pi}{2}\right]. \quad (5.3-8)$$

Der eingeschränkte Definitionsbereich dieser Funktion limitiert den nutzbaren Meßbereich auf weniger als $\pm 90^\circ$. Die Meßgenauigkeit hängt von der Linearität des Mixers, der Oberwellenunterdrückung des Tiefpaßfilters und von der Stabilität der Amplituden $A_1 \cdot A_2$ ab.

Die durch mögliche Schwankungen der Amplituden A_1 und A_2 eingeschränkte Genauigkeit wird verbessert, wenn von einem der beiden Eingangssignale zusätzlich die Quadraturkomponente, bzw. die Hilbert-Transformierte (siehe Abschnitt 6.4.8)

$$u_{2r}(t) = u_2(t) * \left(\frac{1}{\pi t} \right) = \hat{u}_2(t) = A_2 \sin(2\pi f_2 t + \phi_2) + G_{2r} \quad (5.3-9)$$

vorhanden ist, wie Bild 5.3-7 veranschaulicht. Auf diese Weise entfällt auch die Begrenzung des Phasenmeßbereichs, der nunmehr volle 360° abdeckt.

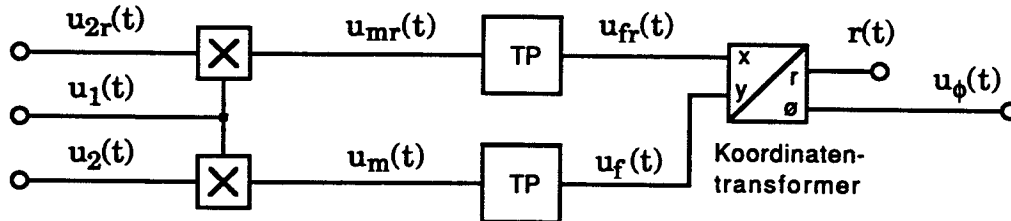


Bild 5.3-7: Phasenmessung mit Quadratursignalen und Koordinatentransformer (siehe Abschnitt 6.4-9)

Hinter den Filtern in Bild 5.3-7 existieren die Quadratursignale $u_f(t)$ und $u_{fr}(t)$:

$$u_f(t) = \frac{A_1 \cdot A_2}{2} \sin(\phi_1 - \phi_2) + G_1 \cdot G_2 \quad (5.3-10)$$

$$u_{fr}(t) = \frac{A_1 \cdot A_2}{2} \cos(\phi_1 - \phi_2) + G_1 \cdot G_{2r} .$$

Unter Vernachlässigung der Offset-Spannungen G_1 , G_2 und G_{2r} resultiert:

$$u_f(t) = \frac{A_1 \cdot A_2}{2} \sin(\phi_1 - \phi_2) \text{ und } u_{fr}(t) = \frac{A_1 \cdot A_2}{2} \cos(\phi_1 - \phi_2) . \quad (5.3-11)$$

Aus $u_f(t)$ und $u_{fr}(t)$ werden Amplitude $r(t)$ und Phase $\phi(t)$ ermittelt:

$$r(t) = \frac{A_1 \cdot A_2}{2} \text{ und } \phi(t) = \phi_1 - \phi_2 \quad (5.3-12)$$

Die Amplitude berechnet sich aus:

$$r(t) = \sqrt{u_f(t)^2 + u_{fr}(t)^2} \quad (5.3-13)$$

und die Phase wird aus der Beziehung

$$\phi(t) = \arg \left(\frac{u_{fr}(t)}{r(t)}, \frac{u_f(t)}{r(t)} \right) \text{ mit } \phi(t) \in [-\pi; +\pi] \quad (5.3-14)$$

ermittelt. Das Ausgangssignal $u_\phi(t)$ ist mit einer Skalierung k_ϕ versehen:

$$u_\phi(t) = k_\phi \cdot \phi(t) . \quad (5.3-15)$$

Diese Formeln werden von dem Koordinatentransformer in Bild 5.3-7 berechnet, der den vollen 360° -Phasenbereich verarbeitet. Die Realisierung der Nichtlinearität ist näherungsweise als analoge Rechenschaltung möglich. Dies wird nicht vertieft, da integrierte digitale Schaltkreise die Aufgabe der Koordinatentransformation in Echtzeit ausführen.

Um den Koordinatentransformer einsetzen zu können, wird das Meßprinzip aus Bild 5.3-7 in die entsprechende digitale Schaltung nach Bild 5.3-8 umgesetzt. Dieses Meßverfahren ist für eine feste Abtastrate f_c vorgesehen. Die Ähnlichkeit mit einem digitalen Empfänger (siehe z.B. [CHE-92]), ist nicht zufällig.

Die Bedingungen $G_2 = 0$ und $G_{2r} = 0$ werden durch geeignete Wahl der vom NCO gelieferten Wertefolge ideal einhalten. Die Genauigkeit von digitalen Multiplizierern kann bei genügend großer Wortbreite diejenige von analogen Mischern bei weitem überschreiten. Phasengenauigkeiten von $0,01^\circ$ und geringer sind bei 16 bit Wortbreite möglich.

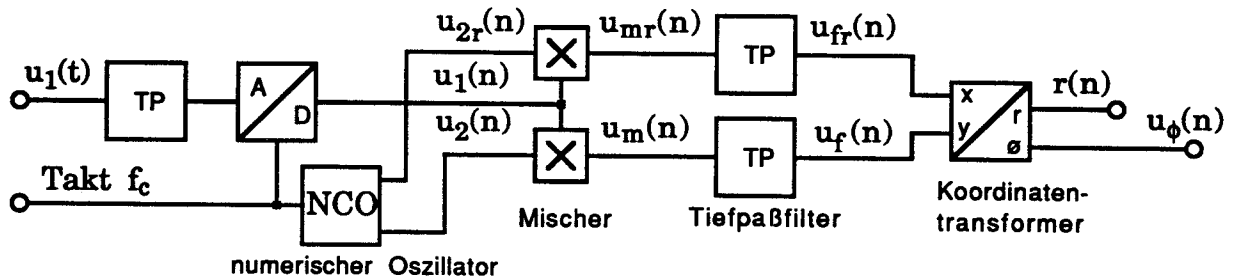


Bild 5.3-8: Digitale Realisierung der Phasenmessung nach Bild 5.3-7

Mit der Abtastrate f_c gilt die diskrete Zeit $n = t \cdot f_c$. Das analoge Eingangssignal $u_1(t)$ und das ideal abgetastete $u_1(n)$ sind gegeben als

$$\begin{aligned} u_1(t) &= A_1 \sin(2\pi f_a t + \phi_1) + G_1 \\ u_1(n) &= A_1 \sin\left(2\pi f_a \frac{n}{f_c} + \phi_1\right) + G_1 \end{aligned} \quad (5.3-16)$$

Der numerisch kontrollierte Oszillator (NCO, siehe Gl. 5.2-11) liefert:

$$u_2(n) = A_2 \cos\left(2\pi f_a \frac{n}{f_c} + \phi_2\right) \quad \text{und} \quad u_{2r}(n) = A_2 \sin\left(2\pi f_a \frac{n}{f_c} + \phi_2\right) \quad (5.3-17)$$

Erfüllen die digitalen Filter die Bedingungen $H_{TP}(f=0) = 1$ und $H_{TP}(f \geq f_a) = 0$, dann lauten die gefilterten Signale ähnlich wie bei Gl. 5.3-10:

$$u_f(n) = \frac{A_1 \cdot A_2}{2} \sin(\phi_1 - \phi_2) \quad \text{und} \quad u_{fr}(n) = \frac{A_1 \cdot A_2}{2} \cos(\phi_1 - \phi_2) \quad (5.3-18)$$

Der digitale Koordinatentransformator (siehe 6.4.9) berechnet schließlich

$$u_\phi(n) = \arg(u_{fr}(n), u_f(n)) \quad \text{mit} \quad u_\phi(n) \in [-\pi; +\pi] \quad (5.3-19)$$

im vollen 360° -Winkelbereich. Die Genauigkeit des Meßwertes hängt von der Qualität der digitalen Taktversorgung, der Wortlänge der Multiplizierer und der tatsächlichen Auflösung des AD-Wandlers ab. Die genauen Abhängigkeiten und die erzielten Meßergebnisse werden in Kapitel 7.3 diskutiert. Das TurboPascal-Programm `sim20ph4.pas`, das diese Schaltung simuliert, ist im Anhang A.6.1 abgedruckt.

Mit einem 12 bit AD-Wandler und 16×16 bit Multiplizierern bei einer Taktfrequenz f_c von 20 MHz lassen sich Meßgenauigkeiten von $0,1^\circ$ bei einer Auflösung von $0,01^\circ$ für Signalfrequenzen f_a von 400 kHz bis 2 MHz erzielen. Die Meßzeit liegt bei $100 \mu s$, wenn zwei einfache, hintereinander geschaltete Digitalfilter (siehe Abschnitt 6.4.8) benutzt werden, die jeweils über ca. 1000 Abtastwerte einen gleitenden Mittelwert bilden.

Die "digitalen" Parameter: Abtastrate, Filterlänge und Wortbreite sind voneinander abhängig. Zusammen mit den Eigenschaften der analogen Tiefpaßfilter entsteht ein mehr-dimensionales Optimierungsproblem. Es ist sinnvoll, eine Anfangskonfiguration zu schätzen und davon ausgehend die Parameter zu verbessern.

Ein Parameter ist die Abtastrate f_c . Bei der Mischung der Grundwelle der Frequenz f_a mit dem lokalen Oszillator tritt nach Gl. 5.3-6 eine Komponente mit $2 \cdot f_a$ auf. Diese soll durch die digitalen Filter eliminiert werden. Um Aliasing-Probleme zu vermeiden, gilt deshalb für die Taktfrequenz: $f_c > 4 \cdot f_{a\max}$, d.h. $f_c > 6,4$ MHz. Nach Gl. 5.2-17 kann es nicht schaden, bei der Abtastfrequenz großzügiger zu sein, also wird $f_c \geq 8$ MHz gewählt. Das Eingangssignal enthält zusätzlich Vielfache von f_a , die entweder durch die analogen oder durch die digitalen Filter gedämpft werden sollen. Die Genauigkeit der Phasenmessung hängt ebenso wie die Qualität der Signalerzeugung (siehe Gleichungen 5.2-18 bis 5.2-22) von den analogen Filtern ab. Bei der Signalerzeugung nach Beispiel 1) in Tabelle 5.2-1 werden aus Reproduzierbarkeitsgründen Filter vom Typ PLP 5 eingesetzt. Für die Phasenmessung werden die gleichen Filter gewählt, so daß z.B. ein Signal der Frequenz 10 MHz um 48 dB gedämpft wird. Höhere Frequenzen werden stärker abgeschwächt. Mit einer Taktfrequenz $f_c = 20$ MHz werden Alias-signale von Frequenzen, die höher als die Nyquistfrequenz $f_c / 2$ sind, entweder von dem analogen oder von den digitalen Filtern eliminiert.

Die Eckfrequenz der verwendeten digitalen Filter hängt nach Gl. 6.4.8-7 direkt von dem Verhältnis Stufenanzahl zu Taktfrequenz ab. Mit niedrigerer Taktfrequenz sinkt die Bandbreite des Phasendetektors und die Phasendetektion erfolgt langsamer. Bei Verringerung der Anzahl der Filterstufen, wird entsprechend über weniger Abtastwerte gemittelt, so daß die Genauigkeit der Phasenmessung sinkt. Dies ist ein Grund, die Abtastrate hoch genug zu wählen.

Die Obergrenze für die Abtastfrequenz $f_c \leq 25$ MHz ist durch die Verfügbarkeit von AD-Wandlern und Multiplizierern mit genügend hoher Wortbreite für diese Frequenz bestimmt. Ein Abtausch zwischen Wortbreite und Abtastfrequenz kann erfolgen, wenn die Aufgabenstellung dies erlaubt.

Aufgrund der begrenzten Bandbreite wird dieses Verfahren nicht für die Phasenregelung des Teilchenstrahls, sondern für die Abstimmung der Beschleunigerkavität verwendet. Die Meßzeit würde mit digitalen FIR⁵-Tiefpaßfiltern mit ca. $n_{\text{FIR}} = 300$ verschiedenen Koeffizienten auf ca. $10 \mu\text{s}$ verkürzt. Eines dieser FIR-Filter erfordert dann eine Rechenleistung von ca. $f_c \cdot n_{\text{FIR}} = 6$ Milliarden Festkomma-Multiplikationen und Akkumulationen pro Sekunde. Dies übersteigt die Möglichkeiten freiprogrammierbarer Mikroprozessoren und Signalprozessoren, die derzeit maximal 200 Millionen Operationen pro Sekunde ausführen. Nur mit speziellen kaskadierbaren Filterprozessoren wie dem PDSP-16256A von Plessey [PLE-92], lassen sich die Filterfunktionen mit hohem Aufwand (siehe 6.4.8) realisieren.

Die Meßgeschwindigkeit läßt sich aber auch auf andere Weise steigern:

Mit einem Schaltungskniff erhält man auch von dem digitalisierten Eingangssignal die Quadraturkomponente. Dies verringert die Anforderungen an die digitalen Filter und verbessert das Signal-/Rausch-Verhältnis um den Faktor 2. Die Quadraturkomponente eines Signales wird berechnet, indem dieses Signal Hilbert-transformiert wird. Ein Hilbert-Transformator mit der Übertragungsfunktion $h_{\text{hil}}(t) = [1/(\pi t)]$ ist nur unter bestimmten Einschränkungen als kausales System realisierbar. Ist jedoch die Taktfrequenz f_c eines digitalen Systems genau ein durch 4 teilbares Vielfaches der Signalfrequenz f_a , d.h. $n_t = f_c / f_a \in \{4, 8, 12, 16, \dots\}$, so entspricht die Hilberttransformierte einer Verzögerung der Information um $n_t / 4$ Takte (siehe auch Abschnitt 6.4.8).

⁵ FIR: Finite Impulse Response = endliche Impulsantwort

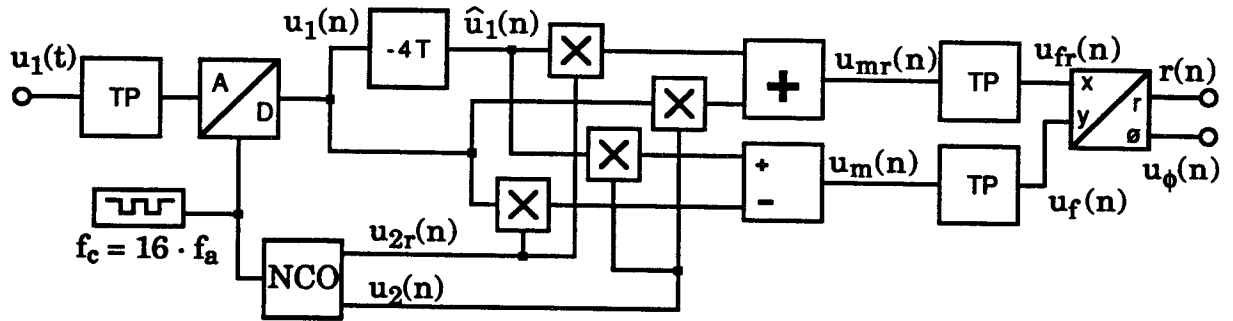


Bild 5.3-9: Digitale Phasenmessung mit Hilbert-Transformation

Die in Bild 5.3-9 angegebene Schaltung für $n_t = 16$ ist demnach eine modifizierte Version von Bild 5.3-8 für variablen Takt mit der diskreten Zeit $n = t \cdot f_c = t \cdot 16 \cdot f_a$.

Diese Schaltung ist in [BES-87] mit dem Hinweis angegeben:

„Die durch die Hilbert-Transformation benötigten arithmetischen Operationen lassen sich am besten realisieren, wenn dieser PD-Typ rein softwaremäßig implementiert wird. Die hardwaremäßige Realisierung würde einen enormen Aufwand an Rechenschaltungen bedingen.“. Zu diesem Zeitpunkt (siehe auch [LAN-82]) wurde an die Realisierung von Modemfunktionen im kHz-Bereich gedacht. Heutzutage ist der Aufwand, der im wesentlichen durch die vier Multiplikationen und die zwei Additionen entsteht, in Echtzeit für Signalfrequenzen im MHz-Bereich beherrschbar geworden.

Das analoge Eingangssignal $u_1(t)$ und das ideal abgetastete Eingangssignal $u_1(n)$ sind hier abweichend zu den vorherigen Schaltungen gegeben als:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= A_1 \cos(2\pi f_a t + \phi_1) + G_1 \\ u_1(n) &= A_1 \cos\left(2\pi f_a \frac{n}{f_c} + \phi_1\right) + G_1 = A_1 \cos\left(2\pi \frac{n}{16} + \phi_1\right) + G_1 \end{aligned} \quad (5.3-20)$$

Der numerische Oszillator (NCO), liefert die Folgen:

$$\begin{aligned} u_2(n) &= A_2 \cos\left(2\pi f_a \frac{n}{f_c} + \phi_2\right) = A_2 \cos\left(2\pi \frac{n}{16} + \phi_2\right) \text{ und} \\ u_{2r}(n) &= A_2 \sin\left(2\pi f_a \frac{n}{f_c} + \phi_2\right) = A_2 \sin\left(2\pi \frac{n}{16} + \phi_2\right) \end{aligned} \quad (5.3-21)$$

Er wird ersetzt durch zwei zyklisch ausgelesene Tabellen mit je 16 Einträgen für den Sinus- und den Cosinus-Wert (siehe 6.4.4 und A.4.6). Der Hilbert-Transformator verzögert $u_1(n)$ um vier Takte und generiert so die Quadraturkomponente $\hat{u}_1(n)$ des digitalisierten Eingangssignals $u_1(n)$:

$$\hat{u}_1(n) = A_1 \cos\left(2\pi \frac{n}{16} + \phi_1 - \frac{\pi}{2}\right) + G_1 = A_1 \sin\left(2\pi \frac{n}{16} + \phi_1\right) + G_1 \quad (5.3-22)$$

Erfüllen die digitalen Filter die Bedingungen $H_{TP}(f=0) = 1$ und $H_{TP}(f \geq f_a) = 0$, dann ergeben sich die gefilterten Signale:

$$u_f(n) = A_1 \cdot A_2 \sin(\phi_1 - \phi_2) \text{ und } u_{fr}(n) = A_1 \cdot A_2 \cos(\phi_1 - \phi_2) \quad (5.3-23)$$

Der digitale Koordinatentransformator liefert schließlich

$$u_\phi(n) = \arg(u_{fr}(n), u_f(n)) \text{ mit } u_\phi(n) \in [-\pi; +\pi] \quad (5.3-24)$$

im vollen 360° Winkelbereich.

Drei Parameter müssen bei dieser Schaltung dimensioniert werden: die Wortbreite der digitalen Baugruppen, das Verhältnis von Taktfrequenz und Frequenz der Grundwelle, sowie das analoge Tiefpaßfilter im Signaleingang.

Zunächst wird die Abtastrate bestimmt:

Die Hilbert-Transformation fordert, daß $n_t = f_c / f_a$ ohne Rest durch vier teilbar ist. Wie bei der Signalerzeugung mit variablem Takt nach Beispiel 3) in Tabelle 5.2-1 treten Probleme mit Aliasfrequenzen auf, so daß für die Frequenzvariation von ungefähr 1+4 mindestens $n_t \geq 8$ zu wählen ist. Die digitalen Filter bilden einen Mittelwert über jeweils n_t von den Multiplizierern gelieferten Werten. Sie filtern die störenden Komponenten heraus, die nur bei f_a und Vielfachen von f_a auftreten, da auch das Eingangssignal $u_1(t)$ im wesentlichen nur Störkomponenten bei Vielfachen von f_a aufweist. Die Geschwindigkeit der Phasendetektion wird jetzt kaum noch durch die Filter, sondern hauptsächlich durch die digitalen Verzögerungen aller weiteren Rechenschaltungen begrenzt. Der Koordinatentransformer benötigt 23 Takte, bis aus einem anliegenden kartesischen Koordinatenpaar die Phase errechnet ist. Die internen Operationen in diesem Baustein laufen parallel, so daß bei jedem Takt ein neues Ergebnis am Ausgang erscheint, das die Pipeline mit 23 Taktschritten passiert hat.

Die Gesamtverzögerung muß minimiert werden, da sie die Phasenreserve eines mit diesem Phasendetektor aufgebauten Reglers verringert. Dies erfordert eine möglichst hohe Wahl der Taktfrequenz f_c . Die Grenze $f_c \leq 25$ MHz wird durch die verfügbaren AD-Wandler, Multiplizierer und den Koordinatentransformer selber vorgegeben. Folglich wird $n_t = 16$ gewählt. Dies harmonisiert mit der Wahl des analogen Tiefpaßfilters PLP 5 ähnlich Beispiel 3) bei der Signalerzeugung. Eine höhere Überabtastung wichtet einzelne Abtastfehler weniger stark. Damit steigt im Mittel die erzielbare Meßgenauigkeit.

Die so dimensionierte Schaltung wird für die Phasendetektion bei COSY eingesetzt. Nach einem Umlauf des Strahls, also nach 16 Takten, ist die Phaseninformation in voller Genauigkeit von ca. $\pm 0,01^\circ$ verfügbar. Dafür werden 12 bit AD-Wandler und 16x16 bit Multiplizierer eingesetzt (siehe Abschnitt 7.4).

Zusätzlich verursacht der Koordinatentransformer weitere 23 Takte Verzögerung, bis die Phaseninformation vorliegt. Die Meßzeit, nach der man das Ergebnis erhält, beträgt dementsprechend abhängig von der Beschleunigerfrequenz ca. 1,6 μ s bis 5,6 μ s. Wie Abschnitt 5.1 zeigt, läßt sich damit ein stabiler Regelkreis aufbauen. Da es außer dem Phasendetektor dann noch andere Komponenten gibt, tritt insgesamt ungefähr die doppelte Verzögerungszeit T_{dig} auf.

Der Aufwand liegt nun in der Takterzeugung und im Design der digitalen Baugruppen. Ein digitales System für eine feste Taktfrequenz auszulegen, ist eine nicht immer leichte Aufgabe. Soll ein System bei einer variablen Taktrate funktionieren, müssen alle Signale einen eindeutigen Zeitbezug zur Takterzeugung aufweisen, um Übernahmefehler zwischen den Baugruppen zu vermeiden.

Auch bei dieser Schaltung treten Probleme durch Ungenauigkeiten der Analog-Digital-Wandler, durch Phasengänge in den analogen Filtern, durch Taktjitter etc. auf, doch erlaubt ein digitales System die Fehlerkompensation: Die aus einer Kalibrationsmessung gewonnenen Daten werden gespeichert und werden später zur Korrektur verwendet. Die genauen Abhängigkeiten und die Meßergebnisse sind in Kapitel 7.4 erläutert. Das TurboPascal-Programm `simvar.pas`, das diese Schaltung simuliert, ist im Anhang A.6.2 abgedruckt.

6. Baugruppen der digitalen Signalverarbeitung

Dieses Kapitel beschreibt und charakterisiert die Komponenten, aus denen die digitale Phasenregelung besteht. Die Möglichkeiten und Grenzen des Einsatzes der digitalen Signalverarbeitung in Systemen, die bis ca. 10 MHz Signalfrequenz arbeiten, werden verdeutlicht. Digitale Realisierungen ersetzen analoge Hochfrequenzbaugruppen wie Mischer, Oszillatoren, Filter, Modulatoren und Demodulatoren.

Die Schaltungen der digitalen Signalverarbeitung basieren, wie Tabelle 6-1 darstellt, auf verschiedenen Technologien und erlauben unterschiedlich hohe Taktfrequenzen.

Funktionen	Technologie	Taktfrequenz	Signalpegel
Addierer, Multiplizierer, Arithmetik, Speicher	CMOS	10...30 MHz	TTL
Register, Zähler, logische Verknüpfungen	Bipolar	5...60 MHz	TTL
Register, Pegelwandler, logische Verknüpfungen	Bipolar	20...128 MHz	ECL
Numerischer Oszillator, DA-Wandler	GaAs	1 GHz	ECL, Analoger Takt
Numerischer Oszillator, Frequenzteiler	Bipolar	1...2 GHz	ECL, Analoger Takt

Tabelle 6-1: Realisierte Funktionen der digitalen Signalverarbeitung

Verschiedene Probleme werden in diesem Zusammenhang gelöst:

- 1) Digitale Baugruppen werden simuliert, damit ihr Verhalten überprüfbar bleibt.
- 2) In einem System der digitalen Signalverarbeitung ist die Wortbreite direkt mit dem Aufwand und der erzielbaren Präzision verknüpft. Bei Einsatz unter Echtzeitbedingungen spielt zudem die Abtastrate eine wichtige Rolle.
- 3) Bei den verwendeten Abtastraten müssen Leiterplatten auch nach Hochfrequenzgesichtspunkten entworfen werden.
- 4) Die sinnvolle Aufgabenteilung zwischen verschiedenen Funktionsbaugruppen mit definierten Schnittstellen ist die Voraussetzung, um ein komplexes Regelsystem erfolgreich in der Praxis einzusetzen.

Die Lösungswege und die Ergebnisse auf Baugruppenebene werden im folgenden näher ausgeführt.

6.1. Simulation digitaler Baugruppen

Programme in BASIC oder TurboPascal simulieren die Funktionsweise der digitalen Schaltungen, um damit die Meßwerte der real existierenden Baugruppen auf Abweichungen vom geforderten Verhalten zu untersuchen. Dies wird dadurch erleichtert, daß die in Echtzeit zu berechnenden Funktionen schnell ausführbar sein müssen und daher in Ganzzahl-Arithmetik implementiert sind. Die Rechenoperationen, wie z.B. Addition und Multiplikation, sind klar definiert, so daß die Simulation auf einem Digitalrechner nur eine Verlangsamung der Ausführungsgeschwindigkeit darstellt.

Digitale Schaltungsteile in TTL-Logik werden interaktiv beim Zeichnen des Schaltplans simuliert. Das zur Schaltplanerstellung eingesetzte Programm „DesignWorks“ [CAP-90] läuft auf MacIntosh-Rechnern und erstellt Netzlisten zum Export von Daten für andere Simulatoren oder CAD-Systeme. Insbesondere lassen sich aus Schaltplänen Netzlisten im „PSPICE“-Format [PSP-91] erstellen, so daß im Hintergrund das transiente Verhalten von analogen Schaltkreisen berechnet werden kann. Das Programmpaket „DesignWorks“ enthält umfangreiche Bibliotheken digitaler TTL-, CMOS- und allgemeiner digitaler Gatterfunktionen. Zusammen mit „MAC-ABEL“ [CAP-92] werden auch in PALs¹ oder PROMs² realisierte Funktionen simuliert. Selbstdefinierte Bauelemente können eine interne Schaltung - auch geschachtelt - als Macro aus vorhandenen Elementen enthalten. Viele logische Fehler bei kombinatorischen Schaltungen wie auch bei sogenannten „State-machines“ werden so schon im Ansatz vermieden. Komplexere Schaltungen, wie z.B. ein 16-16-bit Multiplizierer, werden aus geschachtelten Macros zusammengesetzt. Die dabei ermittelten Ergebnisse erlauben aufgrund der nicht exakt simulierbaren Gatterlaufzeiten nur eine ungefähre Aussage. In diesem Fall ist es sinnvoll, die Wortlänge zu reduzieren.

6.2. Auswahl von Wortbreite und Abtastrate

Ein digitales System speichert und verarbeitet Zahlenwerte mit begrenzter numerischer Auflösung. Rechenoperationen mit Integerzahlen benötigen im allgemeinen weniger Taktzyklen zur Ausführung als Fließkommaoperationen. Da positive und negative Werte auftreten, wird die Integerdarstellung im Zweierkomplement gewählt. Um eine vorgegebene Genauigkeit garantiert einhalten zu können, wird eine bestimmte minimale Wortlänge benötigt.

Ist ein digitaler Abtastwert eines analogen Signals A mit N-bit Wortbreite gegeben, so berechnet sich die Pegelauflösung nach der bekannten Faustformel:

$$\Delta A = 2^{-N}, \quad (6.2-1)$$

wenn A zu 1 normiert ist.

Steht der Abtastwert in einer bestimmten Phasenbeziehung, z.B. $A = A_0 \cdot \sin(\phi)$, ist die Auflösung der Phase $\Delta\phi$ nichtlinear mit der Auflösung ΔA verknüpft.

¹ Programmable Array Logic

² Programmable Read-Only Memory

Wird A durch eine Integerzahl k ausgedrückt, so kann k bei einer Wortbreite von N bit Werte aus dem Intervall $[-2^{(N-1)}, 2^{(N-1)} - 1]$ annehmen. Variationen von k sind nur in Schritten $\Delta k = \pm 1$ möglich, wie Gleichung 6.2-2 verdeutlicht.

$$k = \text{INT}[(2^{N-1} - 1) \cdot \sin(\phi)] \quad (6.2-2)$$

Die auch an anderer Stelle benutzte Funktion $\text{INT}(x)$ ist definiert durch Gl. 6.2-3:

$$\text{INT}(x) = \begin{cases} \dots & \text{etc.} \\ -1 & \text{für } -1 \leq x < 0 \\ 0 & \text{für } 0 \leq x < 1 \\ 1 & \text{für } 1 \leq x < 2 \\ 2 & \text{für } 2 \leq x < 3 \\ \dots & \text{etc.} \end{cases} \quad (6.2-3)$$

Der Informationsverlust durch das Abschneiden der Nachkommastellen bei Gl. 6.2-2 bewirkt, daß die Umkehrfunktion nur ein ungefähres Ergebnis liefert:

$$\phi \approx \arcsin \frac{k}{2^{N-1} - 1} \quad (6.2-4)$$

Die Auswirkung einer Änderung von k um Δk wird mit dem Ansatz

$$k + \Delta k = \text{INT}[(2^{N-1} - 1) \cdot \sin(\phi + \Delta\phi)] \quad (6.2-5)$$

bestimmt. Aus Gl. 6.2-3 und 6.2-4 folgt näherungsweise die Phasenauflösung (bzw. Unsicherheit) für ein gegebenes ϕ zu:

$$\Delta\phi = \arcsin \frac{\Delta k + k}{2^{N-1} - 1} - \phi = \arcsin \frac{\Delta k + \text{INT}[(2^{N-1} - 1) \cdot \sin(\phi)]}{2^{N-1} - 1} - \phi \quad (6.2-6)$$

Es muß gewährleistet sein, daß $(k + \Delta k)$ im erlaubten Wertebereich bleibt. Der Phasenwinkel ϕ kann als Arbeitspunkt angesehen werden, bei dem die Phasenauflösung $\Delta\phi$ bei einer Werteänderung um Δk betrachtet wird. Bild 6.2-1 veranschaulicht diesen Zusammenhang.

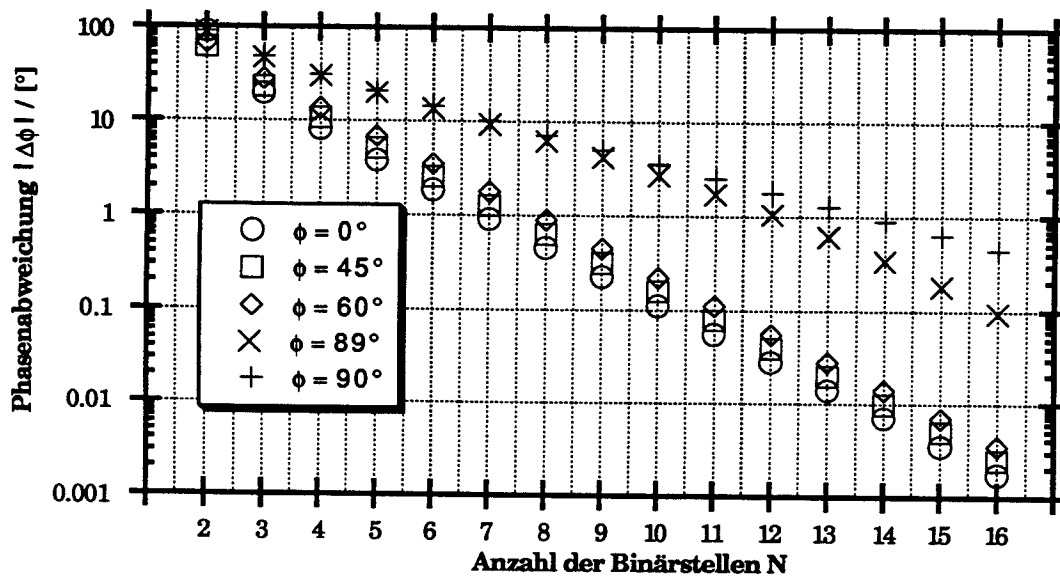


Bild 6.2-1: Phasengenauigkeit $|\Delta\phi|$ über der digitalen Wortbreite N bei Bezugsphasen $\phi = \{0^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 89^\circ, 90^\circ\}$

Die Phasenabweichung $\Delta\phi$ liegt bei 16 bit Wertauflösung unter $0,0025^\circ$ im Winkelbereich ϕ von $0^\circ \dots 45^\circ$. Bei $\phi = 90^\circ$ ist die Abweichung maximal mit $\Delta\phi \approx 0,45^\circ$.

Die Phasenabweichung ist allgemein in dem Punkt maximal, wo die Bezugsfunktion $\sin(\phi)$ einen lokalen Extremwert annimmt und minimal bei einem Nulldurchgang. Wird als Bezugsfunktion $\cos(\phi)$ benutzt, so treten die gleichen minimalen und maximalen Abweichungen bei einer um 90° verschobenen Bezugsphase ϕ auf.

Die Phasenabweichungen sind bei Quadratursignalen deutlich geringer. Ein Winkel der Phase ϕ wird dann durch die zwei Signale $s_1 = \cos(\phi)$ und $s_2 = \sin(\phi)$ repräsentiert. Die Phase wird aus den Quadratursignalen s_1 und s_2 über die Funktion

$$\phi = \arg(s_1, s_2) = \arctan\left(\frac{s_2}{s_1}\right) + m \cdot \pi \quad \text{mit } m \in \mathbb{Z} \quad (6.2-7)$$

berechnet. Der Wert für m ist entsprechend dem Quadranten zu wählen, in dem der Vektor mit den Komponenten s_1 und s_2 in der komplexen Ebene liegt.

Die Genauigkeit von Quadratursignalen wird in Abwandlung von Gl. 6.2-5 mit

$$\Delta\phi = \arctan\left(\frac{\text{INT}[(2^{N-1} - 1) \cdot \sin(\phi)]}{\text{INT}[(2^{N-1} - 1) \cdot \cos(\phi)]}\right) - \phi \quad (6.2-8)$$

angegeben. Diese Funktion wird mit einem kleinen Programm ausgewertet, das bei einer gegebenen Wortlänge $N \in \{2, 3, \dots, 16\}$ z.B. 20000 fein verteilte Winkel ϕ im Bereich von $-90^\circ \dots 90^\circ$ vorgibt und die maximale Abweichung $|\Delta\phi|$ aufzeichnet. Auf diese Weise erhält man die in Bild 6.2-2 gezeigte Abhängigkeit.

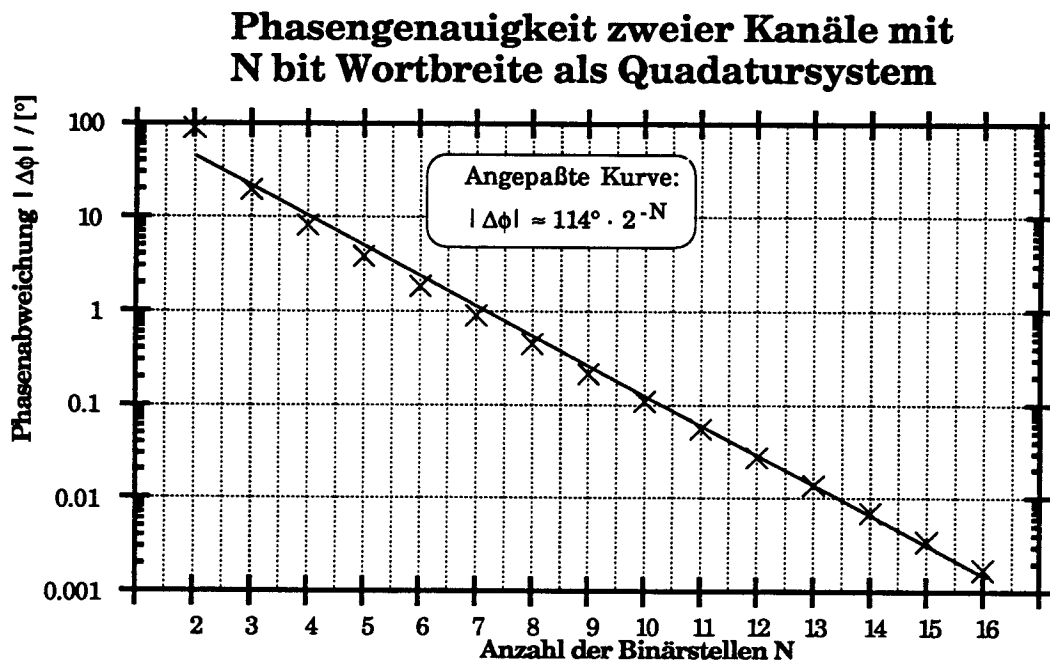


Bild 6.2-2: Phasengenauigkeit $|\Delta\phi|$ über der Anzahl der Binärstellen N

Sind beide Signale mit 16 bit Wortbreite gegeben, resultiert eine Phasengenauigkeit $\Delta\phi = 0,00174^\circ$. Auf diese Weise ergeben jeweils 16 bit Amplitudenauflösung bei Quadratursignalen eine effektive Phasenauflösung von 17,66 bit.

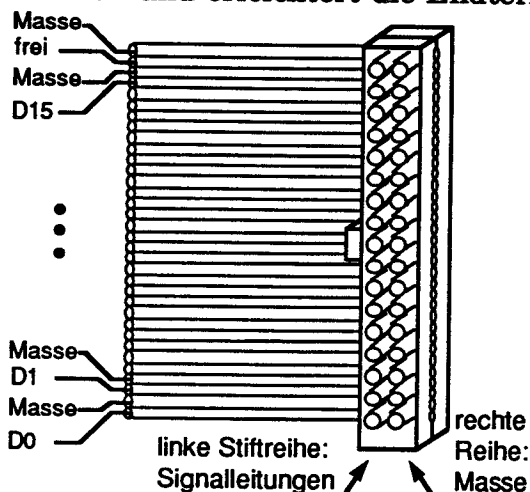
Die Auflösung eines Phasenwertes, der mit 16 bit Wortbreite dargestellt wird, beträgt demgegenüber $360^\circ / 65536 = 0,00549^\circ$. Der Faktor π zwischen der Amplituden- und der Phasenauflösung findet seine Entsprechung in dem Definitionsbereich $[0...2\pi]$ und dem Wertebereich $[-1...+1]$ der Funktionen $\sin(\phi)$ und $\cos(\phi)$.

Aus diesen Zusammenhängen lassen sich drei Schlußfolgerungen ziehen:

- 1) Ein Phasenwert mit einer Auflösung von $0,01^\circ$ läßt sich mit 16 bit Integerzahlen im Zweierkomplement darstellen.
- 2) Ist ein Phasenwert ϕ durch $s_1 = \cos(\phi)$ oder $s_1 = \sin(\phi)$ repräsentiert, so ist die Phasenauflösung $\Delta\phi$ im ungünstigsten Fall 6,35 bit kleiner als die Amplitudenauflösung von s_1 .
- 3) Ist eine Phase durch die Quadratursignale $s_1 = \cos(\phi)$ und $s_2 = \sin(\phi)$ mit 16 bit Amplitudenauflösung gegeben, beträgt die Auflösung $\Delta\phi = 17,66$ bit. Die Quadratur erlaubt so eine um bis zu 8 bit höhere Phasenauflösung.

Werden daher für alle Operationen wie Abwärtsmischung, Phasenschiebung, Phasenvergleich oder Phasenmodulation jeweils Quadraturverfahren mit 16 bit Wortbreite eingesetzt, so ist die Phasenabweichung der Übertragungsstrecke garantiert kleiner als $0,01^\circ$. Aus diesem Grunde werden alle arithmetischen Operationen mit mindestens 16 bit Genauigkeit im Zweierkomplement ausgeführt.

Flachbandkabel mit 34-poligen Preßsteckern (Bild 6.2-3) verknüpfen die digitalen Baugruppen mit 16 bit Wortbreite miteinander, wobei jede zweite Kabelader zur Abschirmung mit Masse verbunden ist. Soweit möglich, werden Punkt-zu-Punkt-Verbindungen ohne Abzweigungen bevorzugt. Dies verringert Reflexionen und erleichtert die Endterminierung, wenn sie nötig sein sollte.



Die Entscheidung für eine möglichst hohe Wortbreite folgt dem Prinzip, daß ein hoher Dynamikbereich eines Systems Reserven bietet, wenn z.B. die AD-Wandler am Anfang der Signalverarbeitungskette nicht optimal angesteuert werden. Allerdings ist die maximale Wortbreite dadurch limitiert, daß alle Baugruppen mit der durch Echtzeitbedingungen vorgegebenen Abtastrate fehlerfrei betrieben werden müssen.

Bild 6.2-3: Digitale Signalverbindungen mit 34-poligem Flachbandkabel

Die verfügbare Technologie beschränkt die maximale Abtastrate. Baugruppen der digitalen Signalverarbeitung wie Addierer, Multiplizierer, Koordinatentransformer und schnelle Amplitudenkorrektur sind für einen variablen Takt bis ca. 25 MHz ausgelegt.

Komponenten wie die digitalen Filter mit bis zu 4096 Stufen oder der numerische Oszillator von TRW (siehe 6.4.3), erlauben den Betrieb mit einer konstanten Taktfrequenz von bis zu 20 MHz.

Nach Abschnitt 5.2 ist eine möglichst hohe Taktrate sinnvoll, um den Datendurchsatz zu erhöhen und die bei einem digitalen System unvermeidliche Totzeit zu verringern. Allgemein ermöglicht eine höhere Abtastrate nach dem Nyquist-Kriterium eine höhere Verarbeitungsbandbreite. Kritische Baugruppen bezüglich der Abtastrate sind die AD-Wandler und die Multiplizierer.

Derzeit sind AD-Wandler (siehe 6.4.1) für Abtastfrequenzen bis 25 MHz nur mit 12 bit Auflösung erhältlich. Die unbelegten niederwertigen 4 bit bei Anschluß an eine Arithmetik-Baugruppe mit 16 bit Wortbreite (siehe Bild 6.2-4 oben) werden mit Schaltern vorgegeben. Die zur Signalerzeugung eingesetzten DA-Wandler (siehe 6.4.2) verfügen ebenfalls über 12 bit Auflösung, verarbeiten jedoch eine Abtastrate bis zu 250 MHz. Die niederwertigsten 4 bit (siehe Bild 6.2-4 unten) werden ignoriert.

Die Schlüsselkomponente, der komplexe Mischer, ist als 16 bit Multiplizierer verfügbar und wird in Abschnitt 6.4-5 beschrieben. Dieser Baustein wird in dem Phasenregler mehrfach eingesetzt. Seine höchste erlaubte Arbeitsfrequenz von 25 MHz korrespondiert direkt mit der Auslegung der maximalen Abtastrate. Pro Taktzyklus berechnet er vier Produkte und führt zwei Additionen aus. Auf diese Weise stellen alleine die Multiplizierer eine Rechenleistung von bis zu 1,5 Milliarden Operationen pro Sekunde zur Verfügung, die die Echtzeitsignalverarbeitung im MHz-Bereich erst ermöglicht.

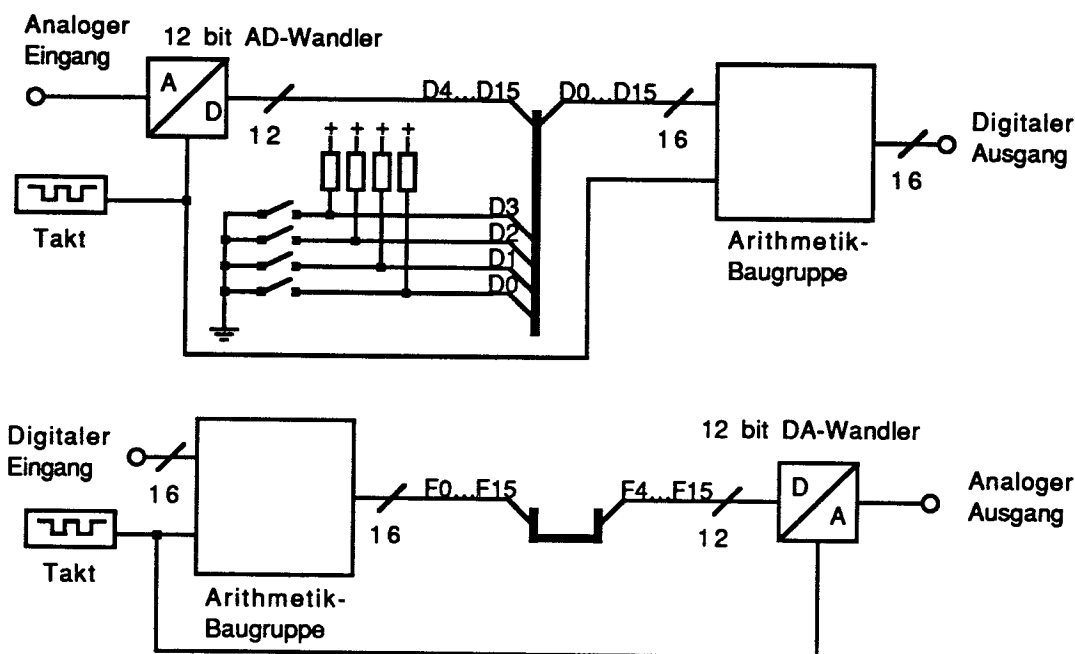


Bild 6.2-4: Übergang zwischen 16 bit Arithmetik und 12 bit DA-, bzw. AD-Wandlern

6.3. Leiterplattentechnologie

Die signalverarbeitenden Komponenten existieren nicht nur in der Theorie - sie bewähren sich auch im Dauerbetrieb am Beschleuniger COSY. Vor der Fertigung einer Schaltung als gedruckte Platine wird ein Prototyp aufgebaut.

Eine Wire-Wrap-Verdrahtung gestattet Taktfrequenzen bis ca. 30 MHz. Die Kombination von HF-Lochrasterplatten³ und Fädeltechnik gestattet höhere Frequenzen bis ca. 100 MHz. Mit dieser Technik lassen sich auch "kleine" Schaltungen für Taktfrequenzen im GHz-Bereich aufbauen, deren Grundfläche einige cm² nicht überschreitet, so daß die Abmessungen klein gegenüber der halben Wellenlänge $\lambda \approx 15$ cm sind. Dies reicht für Schaltungen wie Oszillatoren, Frequenzteiler oder NCOs aus. Die Kompaktheit von SMD⁴-Bauteilen erleichtert die Einhaltung dieser Randbedingung.

Die Schaltpläne werden (siehe Abschnitt 6.1) mit dem Programm „DesignWorks“ entworfen. Das Leiterplattenlayout erfolgt auf VAX-Workstations mit dem Programmpaket „Racal-Redac“. Theoretisch könnten die Netzlisten aus „DesignWorks“ exportiert und in das „Racal-Redac“-System eingelesen werden. Da die Bauteilebibliotheken beider Systeme voneinander unabhängig sind und ein Abgleich ständiges Nacharbeiten erfordert, ist es einfacher, den Schaltplan der zu fertigenden Platine noch einmal in das Zeichenprogramm von Racal-Redac einzugeben und von dort die Netzliste zur Leiterplattenentflechtung zu exportieren.

Je nach den Anforderung an die Platine und an den Wellenwiderstand der Leiterbahnen (siehe Tabelle 6.3.1-1) kommen verschiedene Qualitäten zum Einsatz. Das ZEL (Zentrallabor für Elektronik) in der KFA fertigt doppelseitige durchkontaktierte Platinen für Taktfrequenzen bis zu 25 MHz. Die Technologie ZEL2_20 erlaubt eine minimale Leiterbahnbreite und einen Mindest-Leiterbahnabstand von 12 mil = 0,3048 mm. Platinen in höherwertiger Technologie werden von externen Anbietern (siehe Tabelle 6.3-1) produziert. Die minimale Leiterbahnbreite und der minimale Leiterbahnabstand betragen jeweils 8 mil = 0,2032 mm, so daß zwei Leiterbahnen zwischen den Lötäugen zweier IC-Anschlußbeinchen im 2,54 mm Raster platzierbar sind.

Technologienname	Verwendung	Taktfrequenzen
WIKA 2: 2 Lagen	„langsame“ Schaltungen, z.B. EPROM-Tabellen	bis 25 MHz
WIKA 4: 4 Lagen	komplexe TTL ⁵ -Schaltungen, z.B. digitale Filter oder Multiplizierer	bis 50 MHz
WIKA 6: 6 Lagen	Gemischte ECL ⁶ -/TTL-/Analog-Schaltungen wie DA-Wandler	bis 120 MHz

Tabelle 6.3-1: Übersicht der verwendeten Leiterplattentechnologien

Bei Verwendung der 2- oder 4-Lagen-Technologie für Schaltungen mit Taktfrequenzen bis 50 MHz weisen die Leiterbahnen, die einer Massefläche zugeordnet sind (siehe Bild 6.3.1-4), als Wellenleiter Wellenwiderstände von 90 Ω bis 150 Ω auf. ECL-Schaltungen und auch analoge HF-Schaltungen verlangen nach Leiterbahnen mit 50 Ω Wellenwiderstand. Erst mit einer 6-Lagen-Technologie ist es möglich, unter Beibehaltung der mechanischen Stabilität (Dicke der Leiterplatte als Dielektrikum), Leitungen mit 50 Ω Wellenwiderstand zu realisieren, die auch zwischen den Lötäugen von ICs verlegbar sind.

³ Die Bauteileseite einer HF-Lochrasterplatte ist als Massefläche ausgeführt.

⁴ SMD: Surface Mounted Device = Oberflächenmontierbares Bauelement.

⁵ TTL: Transistor Transistor Logic

⁶ ECL: Emitter Coupled Logic

Der nächste Abschnitt behandelt deshalb die Grundlagen der Microstreifenleitungstechnik. Sichere Aussagen über den Wellenwiderstand einer Platine in Abhängigkeit von Basismaterial und Herstellungsverfahren liefert eine Testleiterplatte. Die Meßdaten dieser Platine bestimmen dann die Leiterbahnabmessungen für das Design von Hochgeschwindigkeits-ECL-Schaltungen.

6.3.1 Leiterbahnparameter für High-Speed-Design

Werden Pulse über eine Leitung übertragen, so müssen ab einer Leitungslänge, bei der die Signallaufzeit T_l größer als die Anstiegszeit des Pulses ist, Maßnahmen getroffen werden, um Signalverformungen durch Reflexionen zu vermindern. In Bild 6.3.1-1 ist eine einfache Übertragungsstrecke mit Spannungsquelle, Leitung und Verbraucher dargestellt.

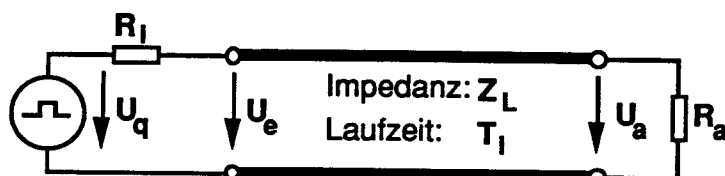


Bild 6.3.1-1 Übertragung eines Signals über eine Leitung

Die Impulsübertragung ist optimal für $R_i = R_a = Z_L$, wobei aber Logikpegel außerhalb der zulässigen Toleranzen auftreten, da die Spannung am Verbraucher R_a nur die Hälfte der Quellenspannung U_q beträgt. Deshalb wird bei Logikschaltungen im Gegensatz zu Hochfrequenzschaltungen entweder nur $R_i \approx Z_L$ oder $R_a \approx Z_L$ gewählt.

Die Serienterminierung, $R_i \approx Z_L$, wird z.B. bei RAM⁷-Speicherbänken angewendet. Der Quellenwiderstand liegt im Bereich $R_i = 33...68 \Omega$ und ist ungefähr an $Z_L = 100...200 \Omega$ angeglichen. Die Ausgangslast $R_a = 1...100 \text{ k}\Omega$ ist nicht angepaßt und erzeugt, wie Bild 6.3.1-2 links zeigt, eine Rückreflexion, die bei R_i abgesumpft wird. Bei der Endterminierung, $R_a \approx Z_L$, ist der Quellenwiderstand $R_i = 1...20 \Omega$ kleiner als $Z_L = 50...200 \Omega$.

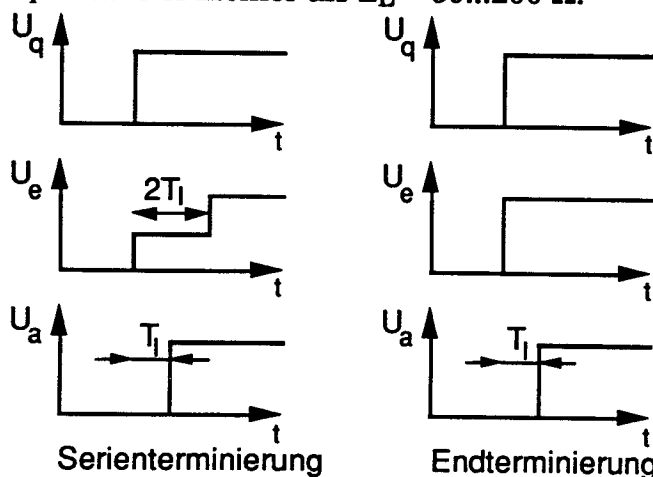


Bild 6.3.1-2 Qualitativer Verlauf eines Pulses bei Serien- und Endterminierung

Der Ausgang wird mit $R_a = 50...200 \Omega$ an Z_L angepaßt und verhindert Rückreflexionen, wie Bild 6.3.1-2 rechts zeigt. Der Vorteil der annähernd reflexionsfreien Übertragung wird durch eine gegenüber der Serienterminierung höhere Verlustleistung erkauft, die die Signalquelle bereitstellen muß. Zur Anwendung kommen deshalb spezielle Leitungstreiber.

⁷ RAM: Random Access Memory

Näheres ist in den Applikationen der Hersteller digitaler Schaltkreise zu finden (siehe [PHI-91], [MOT-91] und [NAT-91]).

Werden speziell ECL-Signale über eine Leitung übertragen, so soll diese nach Herstellerangaben am Ausgang mit 50Ω gegen eine niederohmige Spannungsquelle mit -2 V Pegel abgeschlossen sein. Die beste Anpassung und die geringsten Reflexionen treten auf, wenn die Leitung einen Wellenwiderstand $Z_L = 50 \Omega$ aufweist.

Die Impedanz einer Leitung auf einer Leiterplatte läßt sich nur kontrollieren, wenn sie einer Massefläche zugeordnet ist. Bei der "Triplate"-Leitung werden die Signalleitungen jeweils zwischen zwei Masseflächen eingebettet (siehe [MEI-86] und Bild 6.3.1-3). Diese Anordnung hat Vorteile bezüglich ihres EMV⁸-Verhaltens. Dafür ist es schwierig, die Leitungen zu kontaktieren. Jeder Anschluß erfordert eine Durchkontaktierung und stellt eine Parallelkapazität dar, die Reflexionen erzeugt. Fehler im Design sind bei der fertigen Platine nicht mehr visuell erkennbar. Bei üblichen Herstellungsverfahren für Platinen kann die Triplate-Leitung nicht symmetrisch zwischen zwei Masseflächen angeordnet werden. Aus diesen Gründen wird nur die in Bild 6.3.1-4 dargestellte Microstreifenleitung betrachtet.

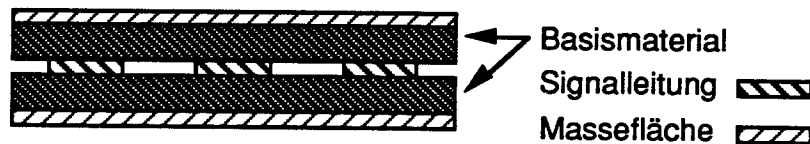


Bild 6.3.1-3: Querschnitt durch eine Triplateleitung

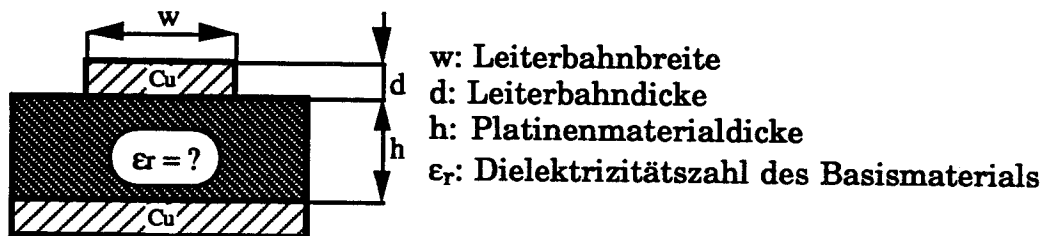


Bild 6.3.1-4: Querschnitt durch eine Microstreifenleitung

Der Wellenwiderstand einer Microstrip-Leitung kann nach [SCH-85] näherungsweise berechnet werden. Ein Hilfsprogramm findet sich im Anhang A.6.5.

Für $w/h \leq 1$ gilt:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 h / w}} + 0,04 \cdot \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \quad (6.3.1-1)$$

$$Z_L = \frac{60 \Omega}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \ln \left(\frac{8 h}{w} + \frac{w}{4 h} \right) \quad (6.3.1-2)$$

Für $w/h \geq 1$ gilt:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 h / w}} \quad (6.3.1-3)$$

$$Z_L = \frac{120 \pi \Omega}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \frac{1}{\frac{w}{h} + 2,46 - 0,49 \frac{h}{w} + \left(1 - \frac{h}{w}\right)^6} \quad (6.3.1-4)$$

⁸ EMV: Elektromagnetische Verträglichkeit

Die Leiterbahndicke d hat keinen wesentlichen Einfluß auf Z_L . Eine stabile Leiterplatte soll nicht viel dünner als 1 mm sein. Das verwendete Maß von ca. 1,7 mm entspricht dem Standard für das Europa- und das Doppeleuropa-Format. Platinen mit 4 Lagen bestehen aus zwei ca. 0,8 mm dicken doppel-seitigen Leiterplatten, die mit einer ca. 0,1 mm dicken Isolierfolie verpreßt sind. Platinen mit 6 Lagen (siehe Bild 6.3.1-5) bestehen aus zwei äußeren ca. 0,3 mm dicken, doppelseitigen Leiterplatten und einer inneren ca. 0,5 mm dicken Leiterplatte, die mit Isolierfolien verklebt sind. Die relative Dielektrizitätszahl des Dielektrikums wird vom Hersteller (z.B. Isola, Düren) zu $\epsilon_r \approx 4,8$ angegeben. Fertigungstoleranzen begrenzen die Anzahl der Lagen einer Platine, da sich mit steigender Anzahl der Lagen die Fehler akkumulieren und die Ausbeute an einwandfreien Leiterplatten geringer wird.

Technologie:	2 Lagen (ZEL2_20)	2 Lagen (WIKA 2)	4 Lagen (WIKA 4)	6 Lagen (WIKA 6)
Dicke h des Platinenmaterials	1,7 mm	1,7 mm	0,8 mm	0,3 mm
Minimale Leiterbahnbreite $w_{\min}$	0,3048 mm	0,2032 mm	0,2032 mm	0,2032 mm
Wellenwiderstand bei $w_{\min}$	128,3 Ω	142,8 Ω	115,9 Ω	81,5 Ω
Leiterbahnbreite für $Z_L = 50 \Omega$	3,04 mm	3,04 mm	1,43 mm	0,53 mm

Tabelle 6.3.1-1: Wellenwiderstand von Streifenleitungen

Um höher integrierte ECL-Schaltungen z.B. im PGA⁹-Gehäuse kontaktieren zu können, müssen Leitungen mit 50 Ω Wellenwiderstand zwischen Lötäugen im 2,54 mm Raster verlegbar sein. Tabelle 6.3.1-1 empfiehlt die Verwendung einer 6-Lagen-Technologie. In Tabelle 6.3.1-2 ist eine geeignete Signalzuordnung angegeben, deren Schichtenfolge in Bild 6.3.1-5 skizziert ist. Zwischen den Lagen 2 und 3, sowie 4 und 5 befindet sich eine dünne Klebefolie, so daß die -5 V - Versorgung sowie die -2V ECL-Terminierung bestmöglich mit den zugeordneten Masse-Flächen gekoppelt sind.

Lage	Funktion	Racal-Name	Racal-Layer	File-Extension
1 (Bauteileseite)	Signalebene 1		1	.BS
2	Masse	GND	2	.GND
3	-2V (ECL-Terminierung)	-2V	10	.IN1
4	-5V oder -5,2V	-5V	20	.IN2
5	Masse	GND2	49	.IN3
6 (Lötseite)	Signalebene 2		50	.LS

Tabelle 6.3.1-2: Zuordnung der Leiterbahnebenen bei 6-Lagen-Technologie

Die Lagenpaare 1 und 2, sowie 5 und 6 befinden sich als Beschichtung auf einem Basismaterial mit einer bestimmten Dicke und relativen Dielektrizitätszahl ϵ_r . Diesen Werte bestimmen die Leiterbahnbreite auf der Bauteile- und der Lötseite.

⁹ PGA: Pin Grid Array

Die Parameter für das Material zwischen den Ebenen 3 und 4, die nur ein DC-Signal führen, sind weniger wichtig.

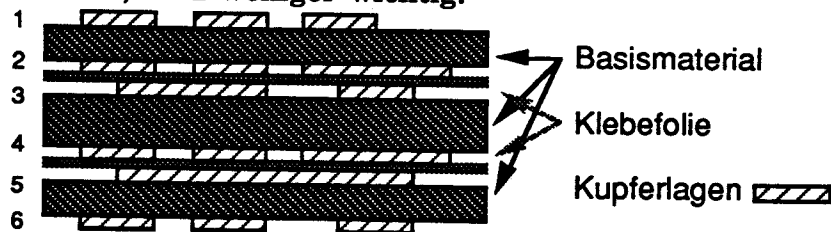


Bild 6.3.1-5: Schichtenfolge bei einer 6-Lagen-Platine

Diese Informationen erlauben die Auslegung einer Probeplatine im Europaformat. Es sei angenommen, daß das Platinenmaterial reproduzierbar ist, so daß sich die Schichten zwischen den Ebenen 1 und 2 sowie 5 und 6 nicht wesentlich unterscheiden. Auf der Bauteileseite (Ebene 1) werden 16 Microstrip-Leitungen verschiedener Breite und 100 mm Länge erzeugt, wobei Ebene 2 als Massefläche den Rückleiter bildet. Am Eingang sind die Leitungen mit Lemo¹⁰-Printbuchsen zum Anschluß an einen Netzwerkanalysator ausgerüstet. Am anderen Ende sind sie mit 50 Ω SMD-Widerständen gegen Masse abgeschlossen. Die vier inneren Kupferlagen sind für Kapazitätsmessungen zugänglich.

Sinnvoll ist eine geometrische Aufteilung der Leiterbahnbreiten $w(n)$:

$$w(n) = w_{\min} \cdot \left(\frac{w_{\max}}{w_{\min}} \right)^{\frac{n-1}{15}} ; n \in \{1, 2, \dots, 16\} \quad (6.3.1-5)$$

Mit $w_{\min} = 0,25 \text{ mm}$ und $w_{\max} = 2 \text{ mm}$ liefert Gl. 6.3.1-5 16 Werte, die mit drei Stellen Genauigkeit in das Platinenlayoutprogramm eingegeben werden.

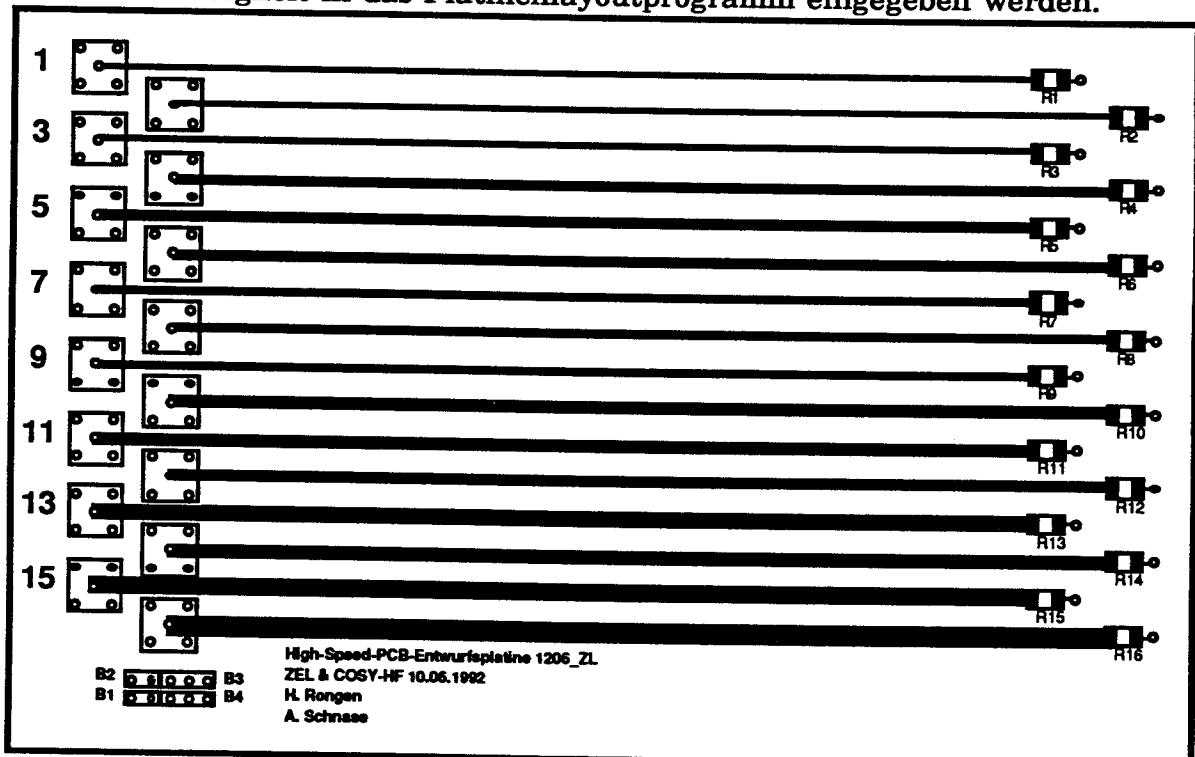


Bild 6.3.1-6: ECL-Testplatine im Maßstab (1:1). Die Dicke der Leiterbahnen ist nicht exakt reproduziert.

¹⁰ Subminiatur-Koaxial-Verbinder, 50 Ω, bis 1 GHz geeignet, Typ: Lemos RP 00.250

Eine nach diesen Angaben gefertigte Platine (siehe Bild 6.3.1-6) ist mit $47\ \Omega$ SMD-Widerständen und eine andere mit $49,9\ \Omega$ SMD-Widerständen (also ca. $50\ \Omega$) als Abschluß bestückt. Mit einem Netzwerkanalysator HP 8753C wird der Streuparameter s_{11} im Bereich von 300 kHz bis 2 GHz gemessen und als Ortskurve in einem Smith-Chart aufgetragen. Als Bewertungskriterium dient die von der Ortskurve umschlossene Fläche, die möglichst klein und möglichst symmetrisch zum Mittelpunkt des Smith-Chart orientiert sein soll, der dem Abschluß mit der reellen Impedanz $50\ \Omega$ entspricht.

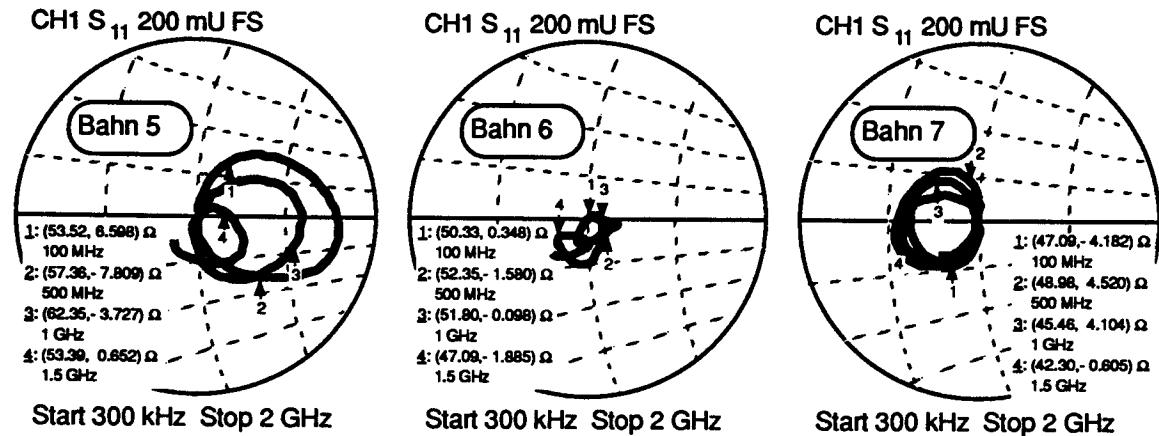


Bild 6.3.1-7: Meßreihe bei Abschluß der Leiterbahnen mit $50\ \Omega$

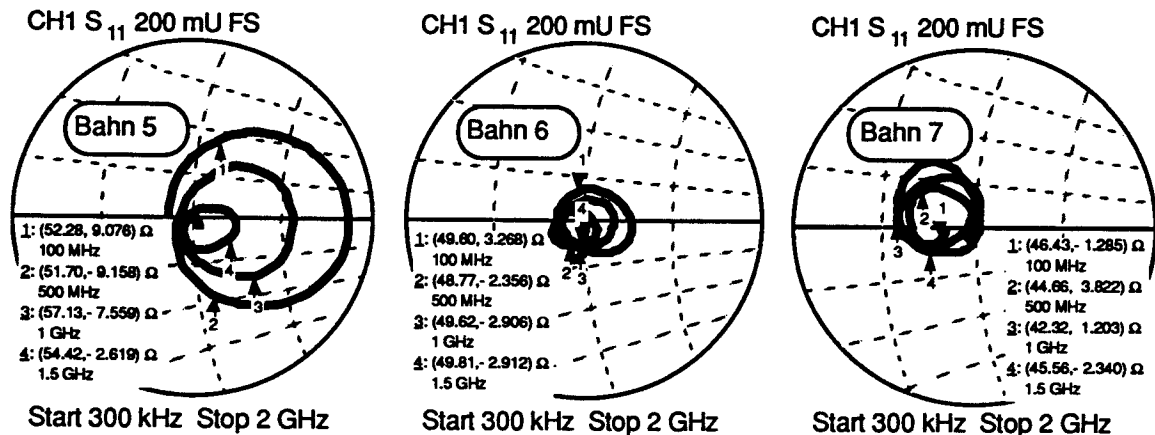


Bild 6.3.1-8: Meßreihe bei Abschluß der Leiterbahnen mit $47\ \Omega$

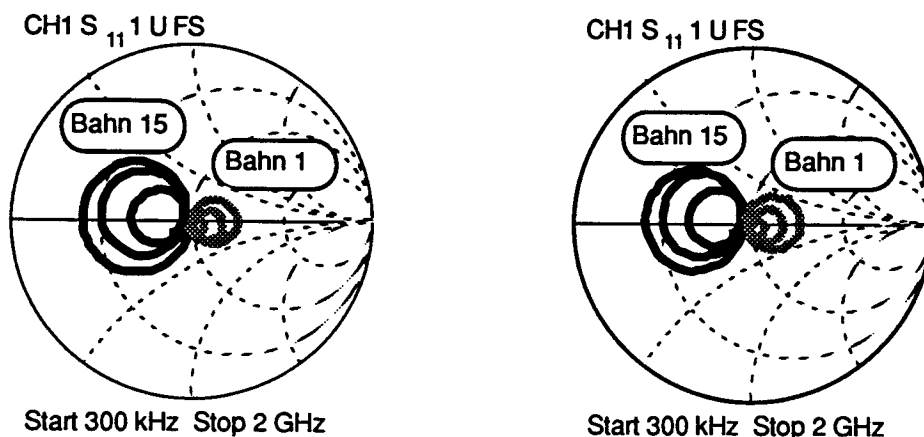


Bild 6.3.1-9: Vergleich der fehlangepaßten Leiterbahnen bei Abschluß mit $50\ \Omega$ (links) und $47\ \Omega$ (rechts)

Für beide Bestückungsvarianten der Platinen gilt:

Bei der Messung der Leiterbahnen Nr. 1, 2 und 3 läßt sich kein signifikanter Unterschied feststellen. Die Leiterbahnen Nr. 4 und Nr. 5 zeigen ebenfalls untereinander identisches Verhalten. Daraus läßt sich die minimale Stufung der Leiterbahnbreiten, wie sie der Fotoplotter liefert, zu $\pm 50 \mu\text{m}$ abschätzen.

Bild 6.3.1-7 (Mitte) zeigt, daß die Leiterbahn Nr. 6 mit der Leiterbahnbreite 0,5 mm beim Abschluß mit 50Ω nahezu optimale Anpassung gewährleistet. Der Realteil der gemessenen Impedanz liegt im Bereich von $47...53 \Omega$. Bei der Leiterbahn Nr. 5 ist die Impedanz mit $50...65 \Omega$ zu hoch, und bei Leiterbahn Nr. 7 ist die Impedanz niedrig. Die Meßreihe in Bild 6.3.1-8 bestätigt, daß die Leiterbahn Nr. 6 mit 0,5 mm Breite auch bei Abschluß mit 47Ω recht gut angepaßt ist. Der Realteil der gemessenen Impedanz liegt zwischen $46...56 \Omega$. Bild 6.3.1-9 zeigt anhand der Leiterbahnen 1 und 15, welche Fehlanpassungen möglich sind, d.h. wie die gemessene Ortskurve einer realen Platine nicht aussehen soll.

Aufgrund der guten Übereinstimmung der errechneten Leiterbahnbreite von 0,53 mm mit der für 50Ω gemessenen Leiterbahnbreite von 0,5 mm wird die

relative Dielektrizitätszahl des Platinenmaterials zu $\epsilon_r = 4,8^{+0,5}_{-0,0}$ abgeschätzt.

Die tatsächliche Schichtung der Platine läßt sich mit einer Kapazitätsmessung zwischen verschiedenen Kupferlagen aufdecken. Die Ergebnisse aus der Messung der Kapazitäten C_{xy} mit einer Meßbrücke zwischen den Lagen x und y (siehe auch Bild 6.3.1-5) sind in Tabelle 6.3.1-3 angegeben.

Kapazität	Platine 1 (50Ω)	Platine 2 (47Ω)	Mittelwert
C ₂₃ (Folie)	2,08 nF	2,10 nF	2,09 nF
C ₂₄	1,33 nF	1,33 nF	1,33 nF
C ₂₅	0,85 nF	0,86 nF	0,86 nF
C ₂₆	0,64 nF	0,67 nF	0,66 nF
C ₃₄ (Epoxy)	3,36 nF	3,32 nF	3,34 nF
C ₃₅	1,32 nF	1,33 nF	1,33 nF
C ₃₆	0,86 nF	0,89 nF	0,87 nF
C ₄₅ (Folie)	2,06 nF	2,12 nF	2,09 nF
C ₄₆	1,12 nF	1,12 nF	1,12 nF
C ₅₆ (Epoxy)	2,29 nF	2,29 nF	2,29 nF

Tabelle 6.3.1-3: Kapazitäten zwischen verschiedenen Lagen beider Testplatinen

Die Symmetriebedingungen $C_{23} = C_{45}$ sowie $C_{24} = C_{35}$ werden gut erfüllt. Aus C_{56} , einer Lagendicke von 0,3 mm und den Abmessungen der Platine von $100 \times 160 \text{ mm}^2$, ergibt sich die relative Dielektrizitätszahl bei der Frequenz Null zu

$$\epsilon_r = \frac{C_{56} d}{\epsilon_0 A} = \frac{2290 \text{ pF} \cdot 3 \cdot 10^{-4} \text{ m}}{8,85 \text{ pF/m} \cdot 0,016 \text{ m}^2} = 4,85. \quad (6.3.1-6)$$

Die Flächen der Kupferlagen sind aus Isolationsgründen mit $98 \times 158 \text{ mm}^2$ etwas kleiner. Das Ergebnis weist unter anderem deshalb eine Unsicherheit von ca. 3 % auf. Innerhalb dieser Toleranz stimmt dieser Wert gut mit der Angabe des Lieferanten ($\epsilon_r = 4,8$) und der Streuparametermessung überein.

Die für die HF-Signalerzeugung und Phasenmessung bei COSY benötigten 6-Lagen-Platinen, wie z.B. der DA-Wandler mit 250 MHz maximaler Abtastrate, wurden mit Hilfe der folgenden Regeln optimiert:

- a) Streifenleitungen mit $Z_L = 50 \Omega$ entsprechen der Leiterbahnbreite 0,5 mm
- b) Bei Frequenzen < 100 MHz werden die Streifenleitungen mit 47Ω abgeschlossen. Höhere Frequenzen erfordern $49,9 \Omega$ als Abschlußwiderstand.

Nach der Fertigung der Platinen erfolgt die Bestückung und die Funktionskontrolle. Da die Platinen nur in geringen Stückzahlen vorliegen, werden sie einzeln auf Funktionstüchtigkeit geprüft.

Dies wird dadurch erleichtert, daß die Funktion der einzelnen Baugruppe genau definiert ist. Im regelungstechnischen Sinne sind die Abläufe in den einzelnen Baugruppen beobachtbar. Zeigt eine Baugruppe eine Abweichung vom gewünschten Verhalten, so wird sie einzeln mit verschiedenen Meßverfahren geprüft. Am besten eignet sich hierzu der Einsatz in einer überschaubaren Systemumgebung.

Im nächsten Abschnitt werden die Platinen und Baugruppen vorgestellt, aus denen die digitale Signalerzeugung, Phasenmessung und -regelung besteht. Einen Überblick über den Einsatz der einzelnen Baugruppen gewinnt man in Bild 7.5-1, das den Endausbau der Phasenregelung darstellt. Eine andere Sichtweise bietet Bild 7.5-2, das die räumliche Anordnung der Phasenregelung - aufgeteilt auf vier VME/VXI-Baugruppenträger - skizziert. Das zugrundeliegende Reglermodell wiederum ist in Bild 5.1-4 zu finden.

6.4. Realisierte Platinen

Bild 6.4 deutet an, welche Komponenten in diesem digitalen Reglersystem zur Anwendung gelangen. Analoge Eingangssignale $s_e(t)$ werden von einem oder mehreren AD-Wandlern (siehe 6.4.1) abgetastet und erfaßt. Die digitalisierten Meßwerte $s_e(n)$ werden numerisch verarbeitet. Zum Einsatz kommen:

digitale Filterfunktionen:

- Tiefpaß (siehe 6.4.8)

arithmetische Operationen:

- Multiplikation (siehe 6.4.5)
- Addition (siehe 6.4.12),

oder komplexe Funktionen:

- Koordinatentransformation (siehe 6.4.9),
- schnelle Amplitudenkorrektur (siehe 6.4.10) und
- PID-Kompensationsfunktion (siehe 6.4.11).

Im Gegensatz zu der Anwendung eines Signalprozessors, der diese Operationen sequentiell ausführt, laufen bei dem für COSY entworfenen Regler alle Operationen gleichzeitig parallel ab, damit die Echtzeitanforderungen erfüllt werden können. Aus den numerischen Endergebnissen $s_a(n)$ werden von DA-Wandlern (siehe 6.4.2) analoge Ausgangssignale $s_a(t)$ erzeugt. Ein solches Reglersystem wird komplettiert durch die Baugruppen:

- Taktversorgung (siehe 6.4.13),
- Ansteuerung (siehe 6.4.14) und
- Beobachtung (siehe 6.4.15).

Die Ansteuerung kann über Bedienelemente wie Schalter, aber auch über einen Steuer-rechner (PC) erfolgen. Zur Beobachtung der Funktionsweise des Reglers müssen Anzeigeelemente vorhanden sein.

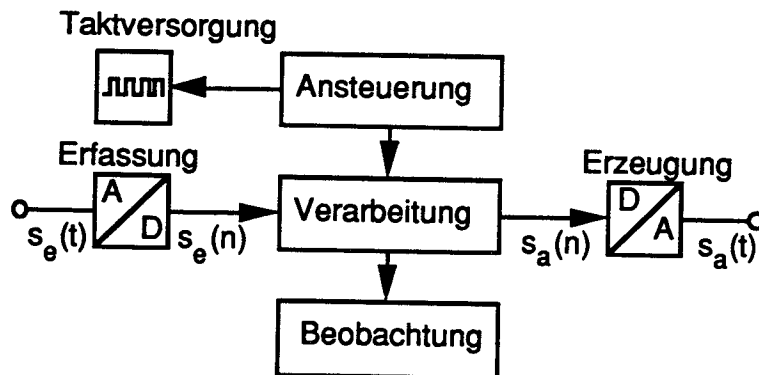


Bild 6.4: Allgemeiner Aufbau eines digitalen Regelsystems mit Verbindungen zu einer analogen Umgebung

Speziell für die digitale Signalsynthese werden Baugruppen benötigt, die die Abtastwerte der zu erzeugenden Funktionen bereitstellen:

- Numerisch gesteuerter Oszillator (siehe 6.4.3) und
- Look-Up-Tabelle (siehe 6.4.4).

Um Abweichungen analoger Komponenten zu korrigieren, wird Speicherplatz für die Korrektortabellen benötigt:

- Phasenkorrektur und Werteumsetzung (siehe 6.4.6) und
- Phasenkalibrierung.

Da auf dem "Markt" keine direkt geeigneten Baugruppen erhältlich sind, besteht der gesamte für COSY entworfene Regler aus anwendungsspezifisch entwickelten VME- oder VXI-Leiterplatten, die in den Abschnitten 6.4.1 bis 6.4.15 näher beschrieben werden. Eine Übersicht der gefertigten Platinen gibt A.3.

6.4.1. AD-Wandler 12 bit

Die von einem Sensor erfaßten analogen Meßwerte werden geeignet diskretisiert und abgetastet. Die Qualität dieser Wandlung beeinflusst entscheidend die erzielbare Meßgenauigkeit (siehe [MEY-89]). In Abschnitt 5.3 wird für die Phasemessung von sinusförmigen Signalen einer Frequenz bis ca. 2 MHz entweder eine Abtastfrequenz von konstant $f_c = 20$ MHz oder variabel von ca. 7,2 MHz bis 25,6 MHz gefordert. Für diese Abtastraten sind derzeit AD-Wandler mit maximal 12 bit Wortbreite erhältlich. Der Typ AD 9034A [ADC-92] von Analog Devices erlaubt laut Datenblatt eine Taktrate von bis zu 20 MHz. Mit dem in Bild 6.4.1-4 skizzierten Prüfaufbau stellt sich heraus, daß sich der Störabstand ab einer Abtastrate $f_c > 22$ MHz erheblich vermindert. Die rekonstruierte Wellenform ist nicht mehr rein sinusförmig, sondern verzerrt. Der pinkompatible Typ AD 9032A erlaubt laut Datenblatt eine Taktrate bis zu $f_c = 25$ MHz. Eine Prüfung ergibt, daß sich der Störabstand ab einer Taktrate $f_c > 28$ MHz verringert. Für beide Wandlertypen wird die gleiche Leiterplatte in 6-Lagen-Technologie verwendet. Die Innenschaltung des Wandlerbausteins gibt Bild 6.4.1-1 wieder.

Es handelt sich um einen zweistufigen Wandler mit internen Track&Hold¹¹-Gliedern. Die fünf höchstwertigen bit werden mit einem sogenannten Flash AD-Wandler gewonnen. Dieses Datenwort wird in einen Analogwert zurückgewandelt und von der analogen Eingangsspannung subtrahiert. Die Differenz wertet ein zweiter AD-Wandler als 8 bit Residuum aus. Eine Korrekturlogik ermittelt aus den Daten beider Wandler das 12 bit breite Ausgangssignal mit ECL-Pegel. Der ECL-Pegel wird bei hochpräzisen Wandlern für hohe Taktraten gegenüber dem TTL-Pegel bevorzugt, da er kontrollierte Anstiegszeiten im ns-Bereich gewährleistet. Der erheblich kleinere Signalhub von ca. 1 V bei ECL-Pegeln gegenüber ca. 4 V bei TTL-Pegeln verringert das Übersprechen der digitalen Ausgangssignale auf das analoge Eingangssignal. Diese Störeinflüsse wirken sich auf der Leiterplatte, aber auch intern im Halbleiterchip aus.

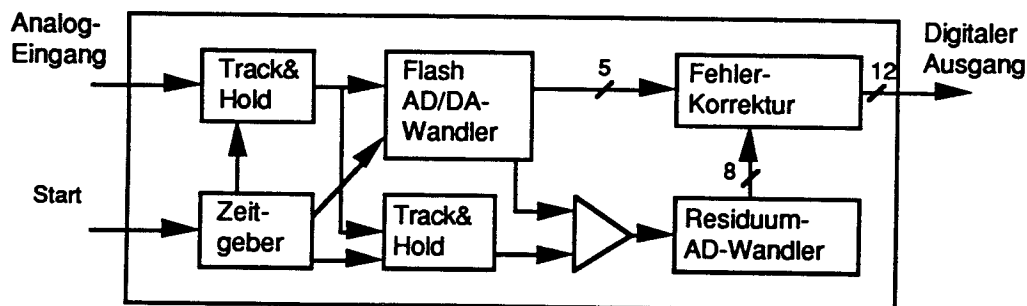


Bild 6.4.1-1: Vereinfachter interner Aufbau der AD-Wandler AD 9032 / 9034

Die Taktversorgung des Wandlers erfolgt über einen differentiellen ECL-Eingang. Wiederum haben ECL-Signale gegenüber TTL-Signalen den Vorteil, daß sie mit höherer Präzision erzeugt werden können, wodurch der Taktjitter minimiert wird (siehe dazu auch Bild 5.2-9).

Der Aufbau der Wandlerkarte ist in Bild 6.4.1-2 skizziert. Der vom Wandler gelieferte 12 bit ECL-Wert im Zweierkomplement wird auf ein 16 bit TTL-Wort umgesetzt. Die unteren 4 bit sind fest durch Schalter einstellbar.

Dieser Pegelkonverter ist "weit" von dem analogen Wandlereingang entfernt. Da andere digitale Baugruppen, wie Filter oder Multiplizierer, mit TTL-Taktsignalen versorgt werden, kann das TTL-Datenwort zusätzlich mit einem 12 bit Register an diesen Takt angeglichen werden.

Der analoge Eingangspegel zur Vollaussteuerung beträgt bei direktem Anschluß an den Wandlereingang ± 1 V. Durch einen Übertrager wird ein gleichanteilfreies Eingangssignal galvanisch getrennt angelegt. Dies hilft bei der Anwendung in COSY, Masseschleifen zu vermeiden. Das Tiefpaßfilter PLP-5 ist nach der in Abschnitt 5.3 beschriebenen Dimensionierung ausgewählt. Auf der Karte ist ein Operationsverstärker vorgesehen, um das Eingangssignal um bis zu 20 dB zu verstärken. Es stellt sich heraus, daß dieser Verstärker auch Einstreuungen, z.B. durch den Takt, durch Datenleitungen und durch die bei COSY vorhandenen Datennetze (Ethernet) verstärkt, so daß insgesamt der Störabstand vermindert wird. Das Problem wird dadurch gelöst, daß der Vorverstärker (siehe Kapitel 4) von der Wandlerplatine entfernt und in ein Abschirmgehäuse eingebaut wird, das in genügend großer Distanz ($> 0,5$ m) zu den digitalen Baugruppen plazierte wird.

¹¹ Track&Hold: Nachführen und Festhalten (des analogen Abtastwertes)

Ein ECL-Komparator erlaubt die Taktversorgung auch mit nicht differentiellen Signalen oder mit TTL-Pegel. Die Anwendung dieser Option reduziert die Genauigkeit der Digitalisierung gegenüber der als Optimum angesehenen differentiellen ECL-Taktversorgung. Die Stromversorgung der Karte in einem VXI-Rahmen ist unproblematisch, da dieser auch -5,2 V für die ECL-Baugruppen liefert. In einem VME-System steht diese Spannung nicht zur Verfügung und wird deshalb auf der Karte durch einen DC-DC-Wandler aus der +5 V-Versorgung erzeugt. Die Abwärtsregelung der -12 V Versorgung ist thermisch nicht sinnvoll.

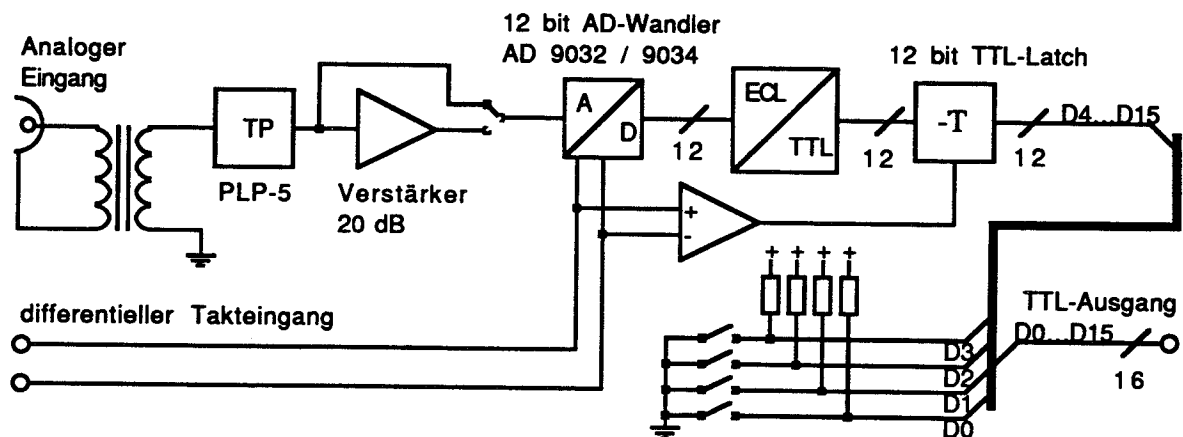


Bild 6.4.1-2: Vereinfachter interner Aufbau der AD-Wandlerkarte

Mit einem Testaufbau nach Bild 6.4.1-3 ist eine optimale Messung der Eigenschaften eines AD-Wandlers möglich, indem die von dem Wandler gelieferten Abtastwerte einer idealen Sinusschwingung gespeichert und mit einer diskreten Fourieranalyse bewertet werden. Dies setzt einen genügend tiefen digitalen Speicher voraus, der die Abtastwerte in Echtzeit ablegt. Alternativ werden die von einem Logikanalysator erfaßten Zustände auf Diskette gespeichert und dann mit einem Fourieranalyseprogramm ausgewertet. Da dies zu aufwendig erscheint, wird die in Bild 6.4.1-4 dargestellte Konfiguration verwendet, die die Echtzeitauswertung erlaubt. Ein hochwertiger Sinusgenerator speist die AD-Wandlerkarte und die digitalen Abtastwerte werden von einem DA-Wandler als Analogsignal rekonstruiert und mit Oszilloskop oder Spektrumanalysator untersucht.

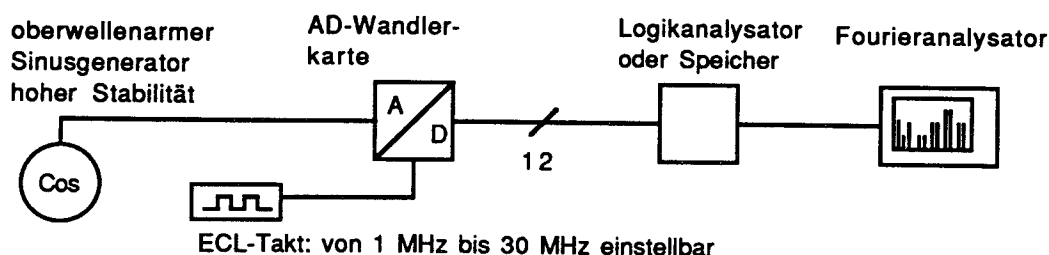


Bild 6.4.1-3: Idealer Testaufbau zur Charakterisierung eines AD-Wandlers

Die Eigenschaften des DA-Wandlers gehen mit in die Messung ein. In diesem speziellen Fall ist dies nicht von Nachteil, da AD- und DA-Wandler im vollständigen Regelsystem zusammenarbeiten sollen.

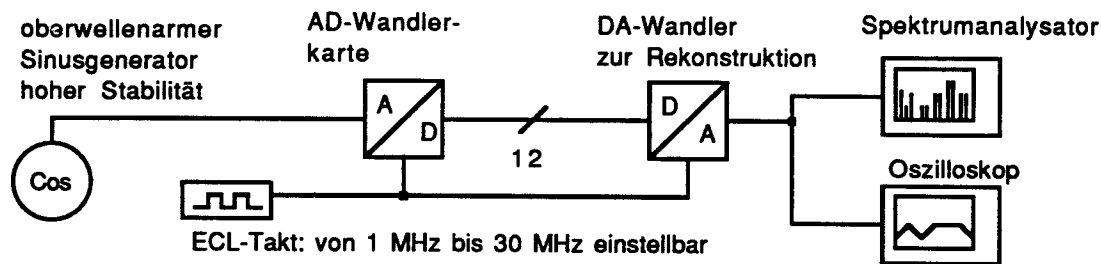


Bild 6.4.1-4: Verwendete Konfiguration zur Ermittlung der Eigenschaften des AD-Wandlers AD 9032 / 34

Bei einem sinusförmigen Eingangssignal im Bereich von 400 kHz bis 1,6 MHz und einer Taktfrequenz von 20 MHz zeigt der Spektrumanalysator einen 60 dB Abstand des Trägers zu den Störkomponenten. Die Differenz zu den theoretisch möglichen 72 dB kann etwa zur Hälfte dem AD-Wandler und dem DA-Wandler angelastet werden, so daß der 12 bit Wandler bei optimaler Aussteuerung eine effektive Wortbreite von 11 bit aufweist. Ein digitales Speicheroszilloskop stellt weitere Informationen zur Verfügung. Eine Histogrammdarstellung des rekonstruierten Analogsignals liefert Hinweise auf sogenannte "missing codes". Damit werden digitale Datenworte bezeichnet, die im Wertebereich des AD-Wandlers enthalten sind, die aber aufgrund von Toleranzen nie angesprochen werden. Die Typen AD 9032 / 9034 halten die Angabe des Datenblattes ein, daß diese Fehlererscheinung aufgrund des Designs ausgeschlossen ist.

6.4.2. DA-Wandler

Zur Erzeugung eines analogen Signals zur Ansteuerung der Beschleunigerkavität rekonstruiert ein Digital-Analog-Wandler die digitalen Abtastwerte der gewünschten Signalform. Die Genauigkeit dieser Wandlung limitiert die Qualität des analogen Ausgangssignals. Die aktuelle Technologie stellt 12 bit DA-Wandler für Abtastfrequenzen bis zu 500 MHz zur Verfügung. Für die Signalerzeugung bei COSY werden zwei verschiedene 12 bit DA-Wandlerkarten eingesetzt, deren Kenndaten in Tabelle 6.4.2-1 gegenübergestellt sind.

Bezeichnung	Dual 12 bit 80 MSPS ¹² DA	12 bit 250 MSPS DA
Eingesetzter Wandler	AD 9713 (Analog Devices)	DAC 600 (Burr Brown)
Max. Abtastrate Wandler	80 MHz	250 MHz
Verwendete Abtastrate	20 / 40 MHz konstant	7... 100 MHz variabel
Taktversorgung	Intern / extern TTL	extern ECL
Signalpegel	TTL	ECL
Ausgangspegel	10 dBm	0 dBm
höchster Störpegel	- 50... - 60 dBc	- 65... - 72 dBc
Anzahl Ausgänge	2	1
Abmessungen / Besonderheiten	VME-Doppeleuropa, Interpolator verdoppelt die effektive Abtastrate	mit TTL→ECL-Multiplexer zu Doppeleuropa-format ergänzt

Tabelle 6.4.2-1: Kenndaten beider für COSY entwickelter DA-Wandlerkarten

¹² MSPS: MegaSamples Per Second: Datenrate in MHz

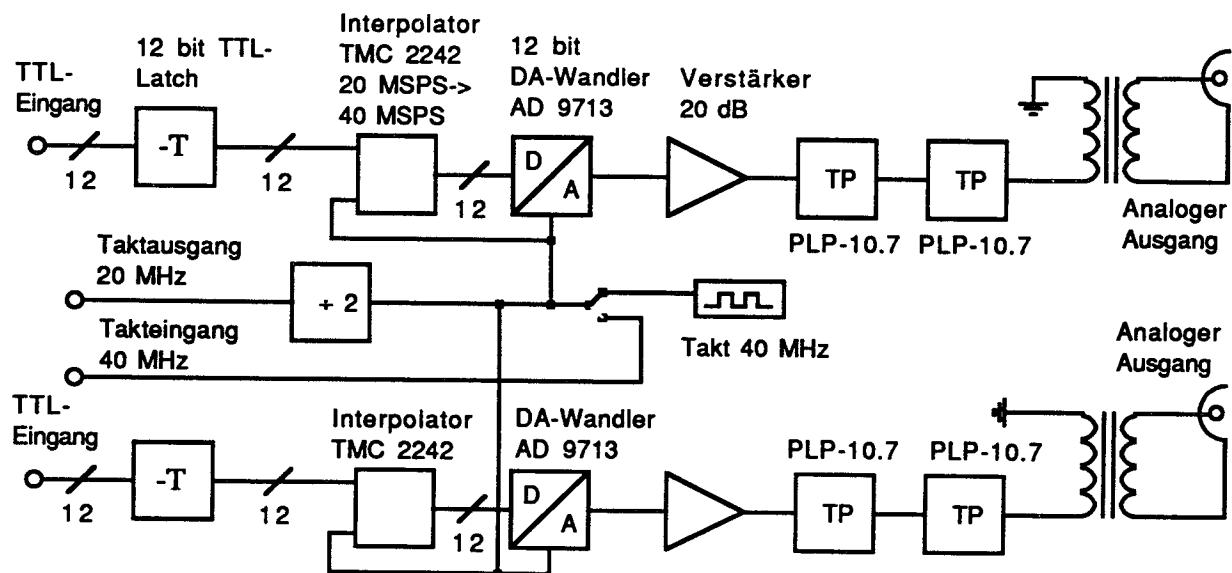


Bild 6.4.2-1: Interner Aufbau der DA-Wandlerkarte für konstante Taktrate

Es gibt zwei unterschiedliche Varianten der DA-Wandlerkarte, die verschiedene Einsatzgebiete abdecken. Die in Bild 6.4.2-1 gezeigte Version für eine konstante Taktrate von 20 MHz erlaubt den gesteuerten Betrieb des Beschleunigers. Die minimale Konfiguration zur Signalerzeugung (siehe Abschnitt 7.1) besteht aus der DA-Wandlerkarte nach Bild 6.4.2-1, kombiniert mit dem in Abschnitt 6.4.3 beschriebenen NCO. Der phasengeregelte Betrieb der Beschleunigers (siehe Abschnitt 7.2 und 7.5) erfordert die DA-Wandlerkarte für variablen Takt nach Bild 6.4.2-2. Um Ausfallzeiten des Beschleunigerbetriebs zu vermeiden, muß immer mindestens eine Variante der Signalerzeugung einsatzbereit sein.

Die Funktionsweise der Wandlerkarte nach Bild 6.4.2-1 ist schnell um-rissen:

Die höherwertigen 12 bit eines 16 bit Datenwortes mit TTL-Pegel gelangen auf ein Register, das die Datenübernahme synchronisiert. Ein Quarzoszillator mit $f_{osz} = 40$ MHz ermöglicht die oben genannte Minimalkonfiguration nach Abschnitt 7.2. Ein Interpolator TMC 2242 (siehe [TRW-91]) verdoppelt die effektive Abtastrate, indem er "Nullen" zwischen die einzelnen Abtastwerte mit der Datenrate $f_c = 20$ MHz einfügt, so daß ein Datenstrom mit einer effektiven Rate von 40 MHz resultiert. Ein digitaler FIR¹³-Tiefpaß mit 55 Koeffizienten entfernt Störkomponenten über $0,22 \cdot f_{osz} = 0,44 \cdot f_c$. Die so erzielte Überabtastung verringert die Anforderungen an die analogen Rekonstruktionsfilter und erlaubt die störungsarme Erzeugung einer Signalfrequenz bis 8 MHz mit einer Datenrate von $f_c = 20$ MHz. Für Frequenzen bis 2 MHz, die bei COSY auftreten, werden Rekonstruktionsfilter PLP 10.7 eingesetzt.

Für Signalfrequenzen bis 8 MHz, die z.B. beim TSR¹⁴ in Heidelberg auftreten, werden Rekonstruktionsfilter vom Typ PLP 21.4 eingesetzt. Die analogen Ausgänge sind mit Hochfrequenzübertragern entkoppelt, um Brummschleifen zu vermeiden.

¹³ FIR: Finite Impulse Response : Endliche Impulsantwort

¹⁴ TSR: Testspeicherring (z.B. für Kohlenstoff-Ionen)

Der digitale Interpolator kann auch als Dezimator betrieben werden. Dies ist sinnvoll in Verbindung mit AD-Wandlern, die mit der doppelten Taktrate betrieben werden. Der Dezimator unterdrückt jedes zweite Datenwort und führt eine digitale Tiefpaßfilterung durch, um so die Anforderungen an analoge Abtastfilter zu mindern.

Der Interpolator begrenzt die maximale Datenrate. Er ist für 40 MHz Takt spezifiziert und kann nur bis 45 MHz ohne Probleme hochgetaktet werden. Soll diese Wandlerkarte für variablen Takt eingesetzt werden, so wird bei einer maximalen Signalfrequenz von 1,6 MHz und 16-facher Überabtastung eine Taktfrequenz $f_c = 25,6$ MHz erreicht. Da der Interpolator die dabei auftretende Taktfrequenz von $f_{osz} = 51,2$ MHz nicht verarbeitet, ist für die Signalerzeugung mit variabler Taktfrequenz eine andere DA-Wandlerkarte vorgesehen, deren internen Aufbau Bild 6.4.2-2 darstellt.

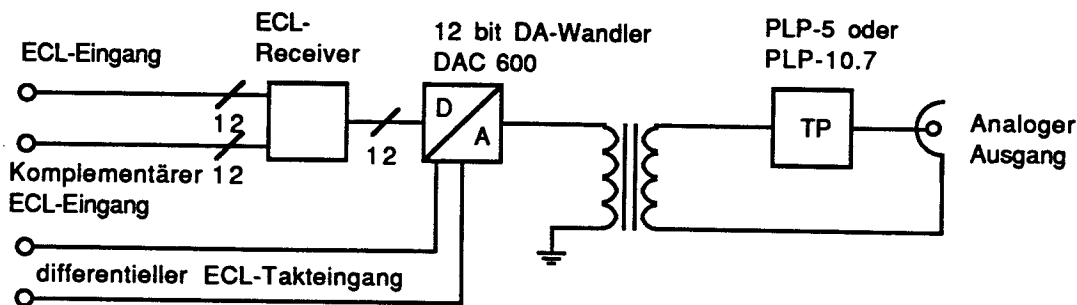


Bild 6.4.2-2: Interner Aufbau der DA-Wandlerkarte für variable Taktrate

Der DA-Wandler TKDA 30 von Tektronix, bzw. der kompatible Typ DAC 600 von Burr Brown erlaubt eine maximale Abtastrate von 250 MSPS. Er ist auf einer Europakarte untergebracht, die mit einer 96-poligen Steckleiste nach unten zu einer Doppelpackkarte ergänzt wird. Über diesen Verbinder liegen die 12 bit Daten differentiell mit ECL-Pegel an. Ein DC-DC-Wandler auf der Karte erzeugt die für die ECL-Baugruppen nötige Spannung von -5 V. Auf dieser Karte ist kein TTL-Signal zu finden.

Dies trägt mit dazu bei, daß der Störabstand um ca. 10 dB besser gegenüber der vorher beschriebenen Karte mit dem TTL-DA-Wandler ist. Für die Anwendung "Ultralangsame Extraktion" bei COSY (siehe [RON-93]) wird die DA-Wandlerkarte mit einer passenden NCO-Karte zu einem Synthesizer komplettiert. Diese Kombination verarbeitet eine Datenrate von 100 MSPS. Für die ultralangsame Extraktion wird ein Träger von ca. 10 MHz benötigt, so daß Rekonstruktionsfilter PLP 10.7 zum Einsatz kommen. Für die Signalerzeugung für die Beschleunigung werden Filter vom Typ PLP 5 benutzt.

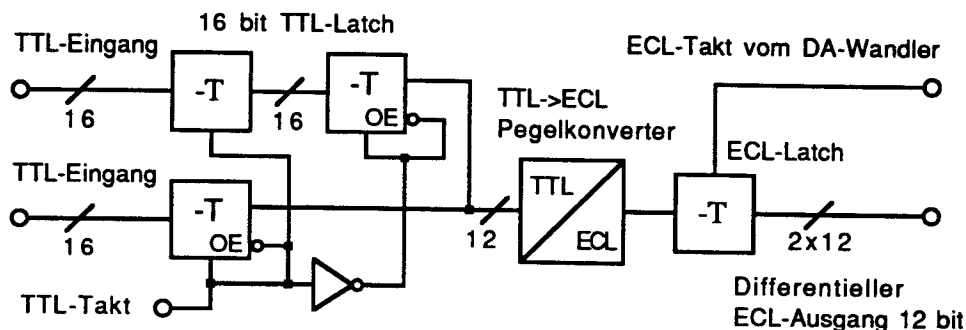


Bild 6.4.2-3: Interner Aufbau des Multiplexers mit Pegelkonversion TTL→ECL

Die Abtastwerte, mit denen der Wandler angesteuert wird, liegen mit TTL-Pegel vor. Eine Multiplexerkarte (siehe Bild 6.4.2-3) ergänzt die Wandlerkarte zu Doppeleuropaformat und verschachtelt zwei TTL-Datenströme mit 16 bit Wortbreite zu einem differentiellen ECL-Datenstrom mit 12 bit Wortbreite und doppelter Abtastrate. Das Prinzip dieser Signalerzeugung wird in [SCH-92b] kurz beschrieben.

In Abschnitt 5.2 wird für die Signalerzeugung mit variablem Takt eine 16 fache-Überabtastung begründet. Um die Anforderungen an die analogen Rekonstruktionsfilter zu verringern, wird der DA-Wandler mit der 32-fachen Signalfrequenz betrieben. Mit Hilfe eines arbiträren Funktionsgenerators Lecroy 9112 (siehe Anhang A.5) werden verschiedene Betriebsarten des AD-Wandlers untersucht, um die optimale Konfiguration zu bestimmen. Da der Funktionsgenerator eingebaute DA-Wandler besitzt, konnte die Untersuchung dreier verschiedener Varianten vor dem Schaltungsentwurf erfolgen:

Eine Signalfrequenz von 1,5625 MHz wird entweder mit 16-facher oder 32-facher Abtastrate erzeugt. Bei 32-facher Abtastrate können die Abtastwerte exakt oder linear interpoliert sein. Das analoge Ausgangssignal des arbiträren Funktionsgenerators gelangt über ein Tiefpaßfilter PLP 21.4 auf einen Spektrumanalysator, der den Störabstand aufnimmt. Die Gleichungen 6.4.2-1 bis 6.4.2-3 beschreiben die Erzeugung der Abtastwerte für den arbiträren Funktionsgenerator. Dessen interne Wandler werten die oberen 12 bit eines 16 bit Wortes aus.

Konfiguration 1: Taktfrequenz $f_c = 25$ MHz, 16 Abtastwerte pro Signalperiode

Die Abtastwerte für Sinus $s(n)$ und Cosinus $c(n)$ für $n \in \{0, 1, \dots, 15\}$ lauten:

$$\begin{aligned} s(n) &= 32767 + \text{INT}(32767 \cdot \sin(2\pi \cdot n/16)) \\ c(n) &= 32767 + \text{INT}(32767 \cdot \cos(2\pi \cdot n/16)) \end{aligned} \quad (6.4.2-1)$$

Konfiguration 2: Taktfrequenz $f_c = 50$ MHz, 32 Abtastwerte pro Signalperiode

Die Werte für Sinus $s(n)$ und Cosinus $c(n)$ werden aus den Funktionen nach Gl. 6.4.2-1 und den linear interpolierten Mittelwerten für $n \in \{0, 1, \dots, 31\}$ entsprechend Gl. 6.4.2-2 gebildet:

$$\begin{aligned} s(n) &= \left\{ \begin{array}{ll} 32767 + \text{INT}(32767 \cdot \sin(2\pi \cdot n/32)) & \text{für } n \text{ gerade} \\ 32767 + \text{INT}((32767 \cdot \sin(2\pi \cdot (n+1)/32) + 32767 \cdot \sin(2\pi \cdot (n-1)/32))/2) & \text{für } n \text{ ungerade} \end{array} \right\} \\ c(n) &= \left\{ \begin{array}{ll} 32767 + \text{INT}(32767 \cdot \cos(2\pi \cdot n/32)) & \text{für } n \text{ gerade} \\ 32767 + \text{INT}((32767 \cdot \cos(2\pi \cdot (n+1)/32) + 32767 \cdot \cos(2\pi \cdot (n-1)/32))/2) & \text{für } n \text{ ungerade} \end{array} \right\} \end{aligned} \quad (6.4.2-2)$$

Konfiguration 3: Taktfrequenz $f_c = 50$ MHz, 32 Abtastwerte pro Signalperiode

Die Abtastwerte für Sinus $s(n)$ und Cosinus $c(n)$ für $n \in \{0, 1, \dots, 31\}$ lauten:

$$\begin{aligned} s(n) &= 32767 + \text{INT}(32767 \cdot \sin(2\pi \cdot n/32)) \\ c(n) &= 32767 + \text{INT}(32767 \cdot \cos(2\pi \cdot n/32)) \end{aligned} \quad (6.4.2-3)$$

Aus den Ergebnisse in Tabelle 6.4.2-2 wird deutlich, daß das Ausgangssignal bei idealer 32-facher Überabtastung nahezu optimal erzeugt wird.

Die lineare Interpolation, die "falsche" Abtastwerte verwendet, ist zwar besser als die nur 16-fache Überabtastung, aber nicht gut genug. Aufgrund dieser Ergebnisse wird die Tabelle der Abtastwerte (siehe 6.4.4) passend programmiert.

	Konfiguration 1		Konfiguration 2		Konfiguration 3	
	Sinus	Cosinus	Sinus	Cosinus	Sinus	Cosinus
Pegel Grundwelle	3,8 dBm	3,9 dBm	3,9 dBm	3,8 dBm	4,0 dBm	3,9 dBm
Höchster Störpegel	-21 dBm	-21 dBm	-41,5 dBm	-41,5 dBm	-66,3 dBm	-66,8 dBm
Störabstand	24,8 dBc	24,9 dBc	45,4 dBc	45,3 dBc	70,3 dBc	70,7 dBc

Tabelle 6.4.2-2: Signalqualität verschiedener Abtastraten und Abtastwerte

6.4.3. Numerisch gesteuerter Oszillator (NCO)

Die Erzeugung der digitalen Abtastwerte für eine feste Taktfrequenz $f_c = 20$ MHz erfolgt mit dem numerischen Oszillator TMC 2340 (siehe [TRW-91]), der gemäß Gl. 5.2-3 die digitalen Signale $s(n)$ und $c(n)$ berechnet:

$$\begin{aligned}
 s(n) &= 32767 \cdot \text{INT} \left(\sin \left[2\pi f_a(n) \cdot \frac{n}{f_c} + \phi(n) \right] \right) \text{ und} \\
 c(n) &= 32767 \cdot \text{INT} \left(\cos \left[2\pi f_a(n) \cdot \frac{n}{f_c} + \phi(n) \right] \right) \text{ mit} \\
 \frac{f_a(n)}{f_c} &= 2\pi \frac{p(n)}{2^N} \text{ und der diskreten Zeit } n = \text{INT}(t / f_c) .
 \end{aligned} \tag{6.4.3-1}$$

Der dafür implementierte CORDIC-Algorithmus wird in Abschnitt 6.4.9 beschrieben, da er auch die Grundlage des Koordinatentransformators TMC 2330 bildet. Dem NCO besitzt einen $N = 32$ bit breiten Phasenakkumulator und verarbeitet die Phasenmodulation $\phi(n)$ und das Phaseninkrement $p(n)$ mit 32 bit Auflösung. An die Platine (siehe Bild 6.4.3) gelangen nur die oberen 24 bit, damit die Karte kompatibel zur Ansteuerung durch die Leittechnik von COSY bleibt. Mit dem Takt $f_c = 20$ MHz werden Frequenzen bis ca. 8 MHz erzeugt. Das unterste bit des Frequenzeingangs der NCO-Karte entspricht einer Auflösung von ca. 1,19 Hz. Die Phasenauflösung des 24 bit Eingangs $\phi(n)$ beträgt $2,14 \cdot 10^{-5}^\circ$. Frequenz- und Phaseninformation dürfen mit einer maximalen Datenrate von 10 MHz aktualisiert werden. Im synchronen Zusammenspiel mit den anderen Komponenten des Beschleunigers werden diese Parameter im Zeitraster von 1 μ s vorgegeben. Die Ausgangssignale werden mit 16 bit Genauigkeit im Zweierkomplement angeboten. Die Amplitude kann auch kleiner als der in Gl. 6.4.3-1 eingestellte Wert 32767 gewählt werden. Auf der Karte ist ein EPROM¹⁵ vorgesehen, in dem die Amplitude in Abhängigkeit von der Frequenz abgelegt ist. Auf diese Weise wird der Amplitudengang der analogen Rekonstruktionsfilter und auch die $\sin(x)/x$ -Abhängigkeit der Ausgangsspannung eines DA-Wandlers von der Signalfrequenz aufgrund des Sample&Hold-Prinzips kompensiert.

¹⁵ EPROM: Electrically Programmable Read Only Memory: Programmierbarer und mit UV-Licht löschbarer Festwertspeicher

Eine Amplitudenregelung sollte nicht an diesem Punkt eingreifen, da sonst die Dynamik des digitalen Systems verringert wird.

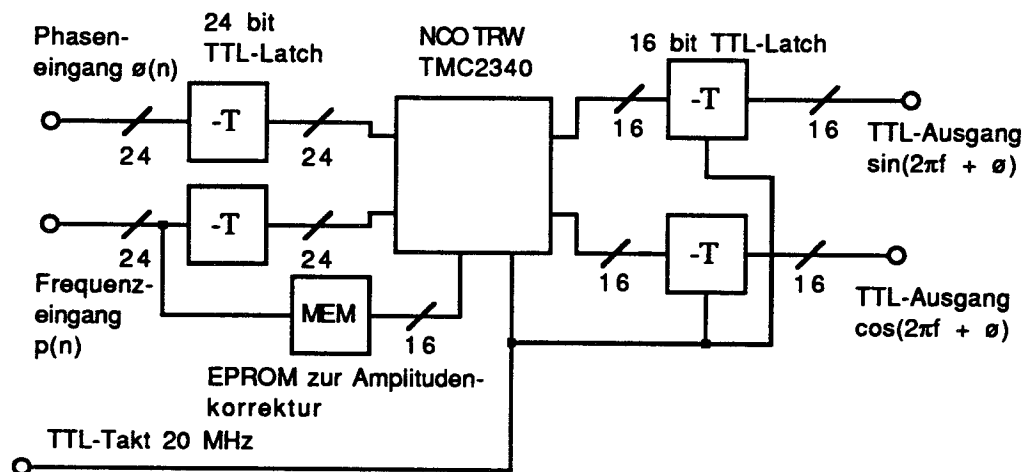


Bild 6.4.3: Vereinfachter Schaltplan der NCO-Platine mit dem TRW TMC 2330

6.4.4. Look-Up-Tabelle (LUT)

Auf einer Doppelseitigen Karte sind zwei Sinus- und zwei Cosinus-Tabellen in 20 ns schnellen PROMs gespeichert, so daß eine maximale Taktfrequenz $f_c = 32$ MHz verarbeitet wird. Pro Tabelle sind 16 Werte mit je 16 bit Genauigkeit abgelegt. Ein 4 bit Zähler adressiert zyklisch die Tabellen, so daß die Abtastwerte sinusförmiger Funktionen in $22,5^\circ$ -Schritten ausgegeben werden. Aus der variablen Abtastfrequenz f_c folgt die Signalfrequenz: $f_a = f_c / 16$. Alternativ werden zwei um $11,25^\circ = 360^\circ/32$ versetzte Signale ausgegeben, die mit einem Multiplexer (siehe 6.4.2) geeignet verschachtelt werden. Dies entspricht einer 32-fachen Überabtastung und verbessert den Störabstand. Zwei oder mehrere Karten sind miteinander synchronisierbar, weil es besser ist, zwei Datensinken mit zwei Karten zu versorgen, als eine Karte mit einer Leitungsabzweigung einzusetzen, da Reflexionen zu Übertragungsfehlern führen können.

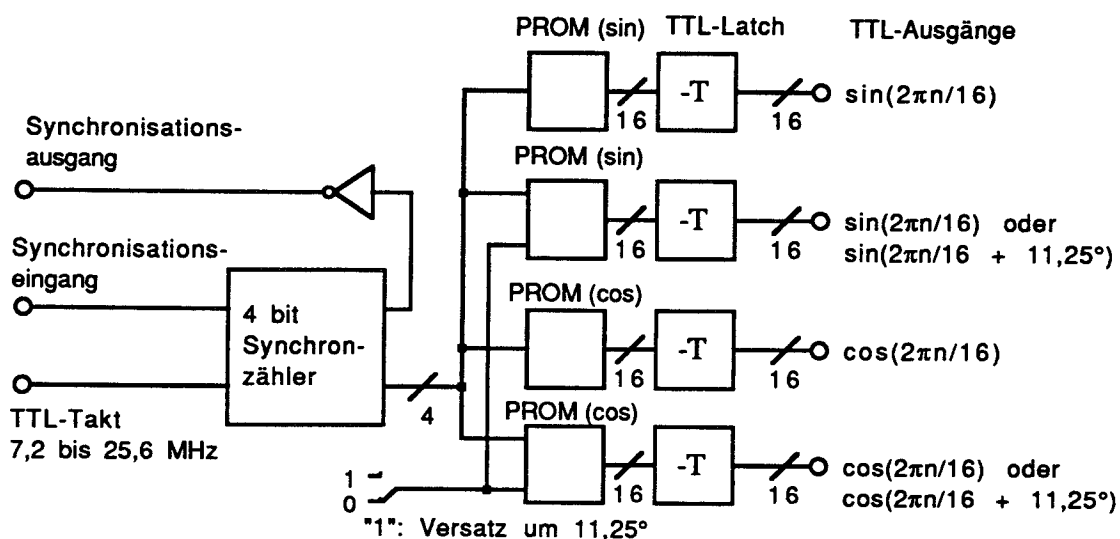


Bild 6.4.4-1: Aufbau der Tabelle für die Signalerzeugung mit variablem Takt

Die exakten Werte, die in die PROMs eingebrannt sind, sind im Anhang A.4.6 mit den erzeugenden Funktionen angegeben. Diese Funktionen sind ähnlich Gl. 5.2-5 definiert. Der Aufbau der Platine stellt Bild 6.4.4-1 dar. Die zwei Konfigurationen dieser Baugruppe symbolisieren unterschiedliche Darstellungen nach Bild 6.4.4-2.

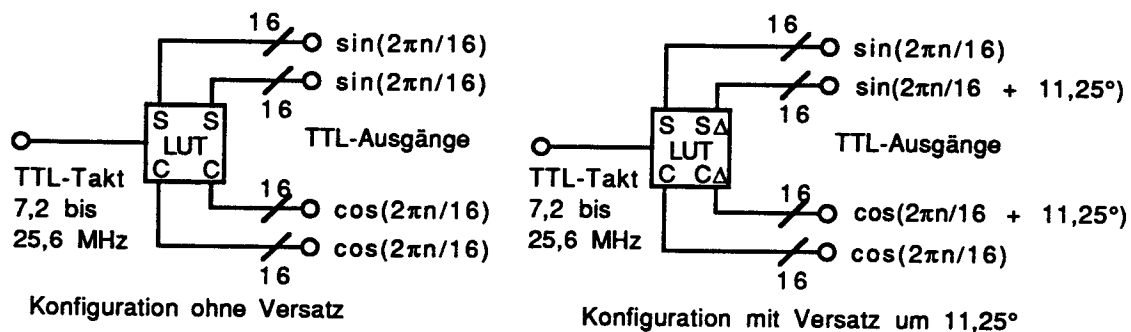


Bild 6.4.4-2: Vereinfachtes Schaltsymbol für die LUT, je nach Konfiguration

6.4.5. Komplexer Multiplizierer

Der komplexe Multiplizierer ist die Schlüsselkomponente für die digitale Phasenmessung und Regelung in Echtzeit. Er stellt das digitale Gegenstück zu einem analogen Mischer dar, der vielfältige Anwendung als Modulator und Phasenschieber findet. Gleichzeitig erbringt der verwendete Baustein PDSP 16116 A von Plessey (siehe [PLE-92]) die für eine Echtzeitanwendung notwendige Rechenleistung.

Bei einer Taktrate von 25 MHz führt er gleichzeitig vier 16 bit Integer-Multiplikationen und zwei Additionen aus, mithin also 150 MOPS¹⁶. Entgegen den Werten des Datenblattes kann der Baustein laut Angabe seiner Entwickler ohne Schaden auch mit höherer Taktfrequenz betrieben werden. Er ist bis 30 MHz getestet und wird bis zu einer Taktrate von 25,6 MHz eingesetzt. Dabei beansprucht er nur eine Leistung von ca. 1 W. Aufgrund der Symmetrie der Funktion in Bild 6.4.5-1, wird ein solcher Schaltkreis in der englischsprachigen Literatur als „Butterfly“ bezeichnet. Er besitzt vier Eingänge, die hier von (1) bis (4) durchnummeriert sind und zwei Ausgänge: (5) und (6), die das Ergebnis der arithmetischen Operationen

$$\begin{aligned} (6) &= + (1) \cdot (2) + (3) \cdot (4) \\ (5) &= - (1) \cdot (4) + (2) \cdot (3) \end{aligned} \quad (6.4.5-1)$$

ausgeben.

Alle Datenverbindungen sind für 16 bit Integerzahlen im Zweierkomplement vorgesehen. Alternativ können die Ausgänge (5) und (6) so gekoppelt werden, daß entweder der volle 32 bit Wert des Realteils P_R oder des Imaginärteils P_I verfügbar ist. Beschaltet man die Eingänge (1) bis (4) mit zwei Paar Quadratursignalen $[\sin(a), \cos(a)]$ und $[\sin(b), \cos(b)]$, so existieren verschiedene Möglichkeiten für die Mischprodukte an den Ausgängen, die im Anhang A.4.1 aufgeführt sind. Tabelle 6.4.5-1 zeigt die vier für die Phasenschiebung verwendeten Möglichkeiten auf.

¹⁶ MOPS: Millionen Operationen Pro Sekunde

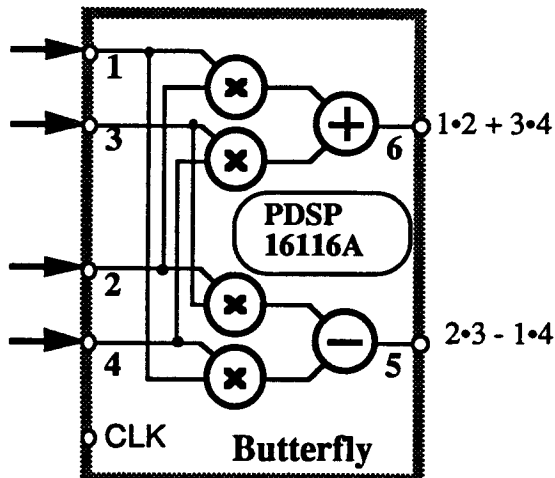


Bild 6.4.5-1: Innenleben des komplexen Multiplizierers PDSP 16116A ("Butterfly")

(1) = X_R	(2) = Y_R	(3) = X_I	(4) = Y_I	(5) = P_I = $-(1) \cdot (4) + (2) \cdot (3)$	(6) = P_R = $(1) \cdot (2) + (3) \cdot (4)$
sin a	sin b	cos a	cos b	- sin(a-b)	cos(a-b)
sin a	cos b	cos a	sin b	cos(a+b)	sin(a+b)
cos a	sin b	sin a	cos b	- cos(a+b)	sin(a+b)
cos a	cos b	sin a	sin b	sin(a-b)	cos(a-b)

Tabelle 6.4.5-1: Verwendete Eingangskombination und Ausgangsergebnisse

Anders betrachtet, multipliziert dieser Baustein zwei komplexe Eingangssignale ($X_R + j X_I$) und ($Y_R + j Y_I$), deren Imaginärteile konjugiert werden können, und erzeugt das komplexe Produkt:

$$P_R + j P_I = (X_R \cdot Y_R \pm X_I \cdot Y_I) \pm j (X_R \cdot Y_I \pm Y_R \cdot X_I), \text{ d.h.}$$

$$P_R = X_R \cdot Y_R \pm X_I \cdot Y_I$$

(6.4.5-2)

$$P_I = \pm X_R \cdot Y_I \pm Y_R \cdot X_I$$

Es ist jedoch angenommen, daß der Multiplizierer so beschaltet ist, daß er sich entsprechend Tabelle 6.4.5-1 verhält und die Operationen

$$P_R + j P_I = (X_R \cdot Y_R + X_I \cdot Y_I) - j (X_R \cdot Y_I - Y_R \cdot X_I), \text{ d.h.}$$

(6.4.5-3)

$$P_R = X_R \cdot Y_R + X_I \cdot Y_I$$

$$P_I = - X_R \cdot Y_I + Y_R \cdot X_I$$

ausführt. Die mit diesem Baustein realisierte Platine skizziert Bild 6.4.5-2.

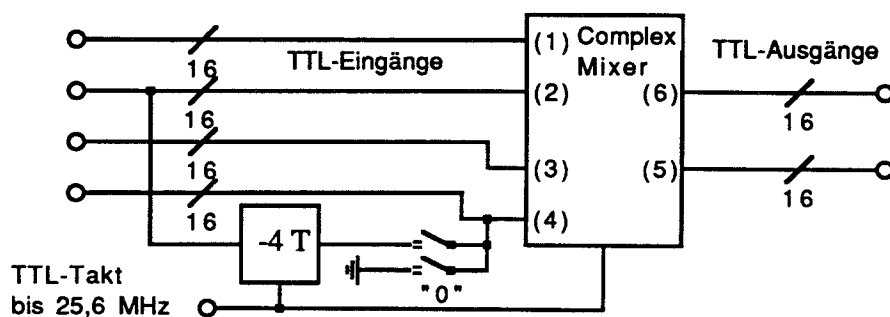


Bild 6.4.5-2: Interner Aufbau der Multipliziererkarte

Auf der Platine ist vorgesehen, an Eingang (4)

a) den digitalen Wert "0" anzulegen oder

b) den um zwei bis acht Takte verzögerten Wert von Eingang (2).

Die Option a) erleichtert die Zweiseitenbandmischung bei fester Taktfrequenz. Modifikation b) stellt bei passend gewählter variabler Taktrate einen Hilbert-Transformator zur Verfügung.

Mit diesem Modul lassen sich Einseiten- und Zweiseitenbandmischer realisieren. Folgende Aufgaben lassen sich z.B. lösen:

- Phasenaddition und Akkumulation (siehe Bild 6.4.5-3 links)
- Phasendifferenzbildung (siehe Bild 6.4.5-3 rechts)
- Frequenzmodulation und Frequenzdemodulation
- Quadrieren eines Quadratursignals zur Amplitudenbestimmung (6.4.10)

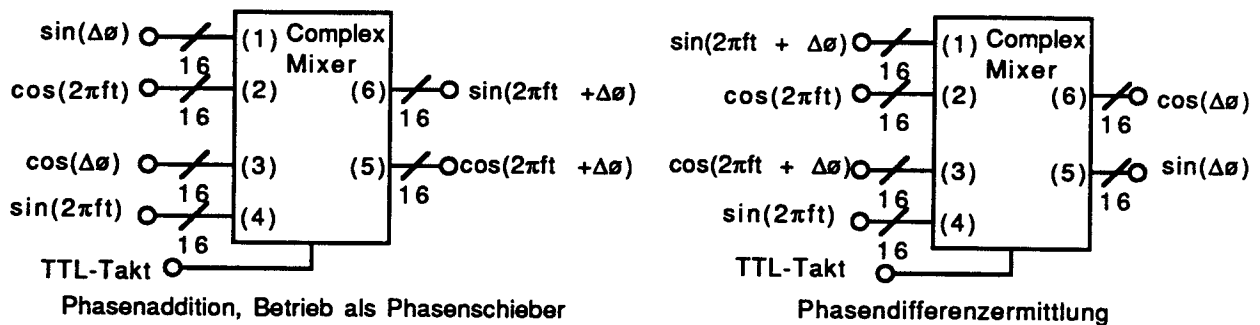


Bild 6.4.5-3: Beispiele für die Anwendung der Multipliziererkarte

6.4.6. Phasenkorrektur und Werteumsetzung

Diese Baugruppe setzt verschiedene von der Leittechnik des COSY-Systems im μ s-Raster gelieferte Werte in Echtzeit in abgeleitete Größen um (siehe auch [SCH-93c]). Das angelegte Datenwort kann maximal 20 bit umfassen. Die Datenübernahme erfolgt asynchron mit Hilfe einer Quittierungsverriegelung ("Handshake") ähnlich dem IEEE-Standard (siehe Abschnitt 6.4.13). Maximal gibt die Karte 32 bit aus, wobei die Datenweitergabe mit dem Takt der folgenden Baugruppe synchronisiert wird. Den Aufbau der Platine gibt Bild 6.4.6-1 wieder.

Eine Aufgabe, die diese Karte erfüllt, ist die Umsetzung einer 20 bit Phaseninformation ϕ_s in ein Wertepaar aus zwei 16 bit Integerzahlen im Zweierkomplement

$$[\text{INT}(32767 \cdot \cos(\phi_s) + 0,5), \text{INT}(32767 \cdot \sin(\phi_s) + 0,5)] \quad (6.4.6-1)$$

für die Phasenverschiebung eines Quadratursignals nach Bild 6.4.5-3.

Die zweite Aufgabe ist die Korrektur des Phasenganges eines Übertragungssystems in Abhängigkeit von der Frequenz. Dazu wird ein 20 bit Wort angelegt, das der aktuellen Frequenz entspricht, und die Karte erzeugt den gespeicherten Korrekturwert ϕ_{korrr} als Paar zweier 16 bit Integerzahlen in der Form

$$[\text{INT}(32767 \cdot \cos(\phi_{\text{korrr}}) + 0,5), \text{INT}(32767 \cdot \sin(\phi_{\text{korrr}}) + 0,5)]. \quad (6.4.6-2)$$

Für die Ansteuerung von Synthesizern vom Typ PTS 310 für die Strahldiagnose bei COSY wird die Karte ebenfalls eingesetzt. Während einer Beschleunigungsrampe werden diese Synthesizer als lokale Oszillatoren auf verschiedenen Harmonischen der Beschleunigerfrequenz mitgestimmt.

Das Verhalten des Teilchenstrahls wird untersucht, indem die Meßsignale von transversalen Positionsdetektoren mit den lokalen Oszillatoren gemischt, gefiltert und ausgewertet werden. Das anliegende 20 bit Datenwort entspricht einer binär kodierten Frequenz. Die PTS Synthesizer benötigen diese Information als 32 bit BCD-Zahl. Diese Umsetzung wird von der Karte geleistet, wobei zusätzlich ein Offset von 110,7 MHz programmiert werden kann.

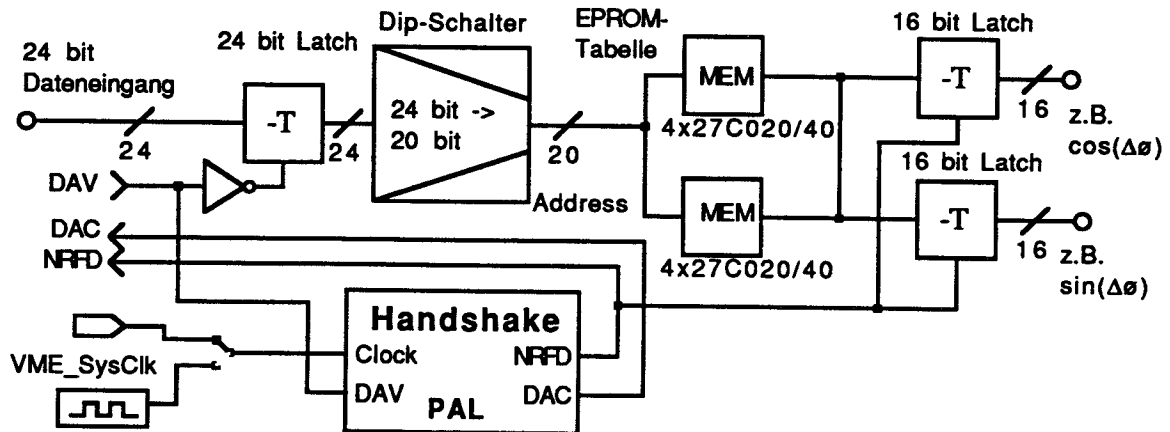


Bild 6.4.6-1: Interner Aufbau der Korrekturplatine

Die vierte Aufgabe ist die Erzeugung des Kehrwertes der Sollwertvorgabe für die Hochfrequenzamplitude: Aufgrund von Problemen mit der analogen Amplitudenregelung der Beschleunigungsspannung wird diese Regelung in digitaler Form realisiert (siehe dazu Kapitel 8). Dazu ist es erforderlich, außer der mit 12 bit Auflösung vorgegebenen Amplitude A_{soll} auch den Kehrwert $K_{soll} = 1 / A_{soll}$ bereitzustellen. Für $A_{soll} = 0$ wird K_{soll} den Wert Null annehmen.

Parallel zur vollständigen Phasenregelung nach Bild 7.5-1 mit variablem Takt muß die Signalerzeugung mit konstantem Takt betrieben werden können. Die Karte setzt zu diesem Zweck die Frequenzinformation für den mit 1,5 GHz betriebenen NCO passend für den 20 MHz NCO um. Dies kommt auch der Phasemessung mit konstantem Takt für die digitale Kavitätsabstimmung (siehe Kapitel 8) zugute.

Die Anwendung als Phasenkorrektur mit der aus der Regelungstechnik bekannten Störgrößenaufschaltung veranschaulicht Bild 6.4.6-2. Der Phasenverlauf $\phi_{filt}(f)$ einer Baugruppe, (z.B. ein Filter), wird gemessen und die Korrekturfunktion $-\phi_{filt}(f)$ wird in der hier beschriebenen Karte gespeichert. Ein zusätzlicher Phasenschieber modifiziert das Eingangssignal ϕ_{soll} , so daß am Ausgang des Filters die Phase ϕ_{soll} erscheint. Der komplexe Multiplizierer nach Bild 6.4.5-3 wird als Phasenschieber eingesetzt. Dann liefert die Korrekturkarte, wie in Bild 6.4.6-1 angedeutet, die Signale $\sin(-\phi_{filt}(f))$ und $\cos(-\phi_{filt}(f))$.

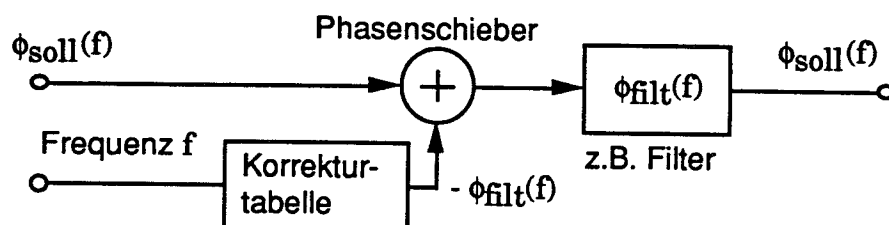


Bild 6.4.6-2: Prinzip der Störgrößenaufschaltung für die Phasenkorrektur

Die in Bild 6.4.6-3 gezeigte Verwendung von Koordinatentransformern (siehe Abschnitt 6.4.9) ist auch vorgesehen, wobei die Korrekturkarte die Information $\phi_{\text{filt}}(f)$ direkt bereitstellt.

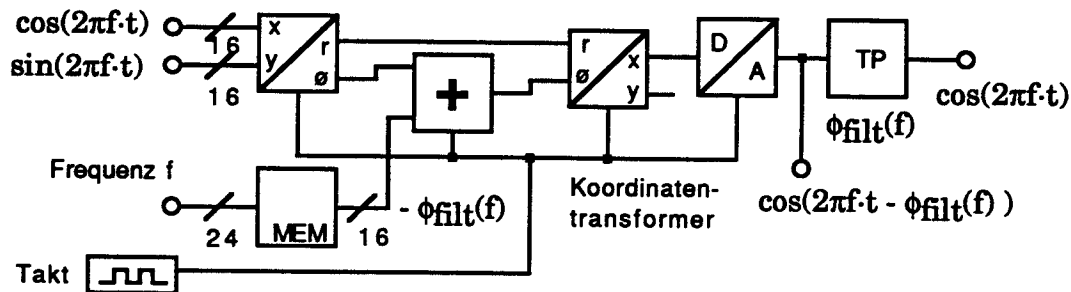


Bild 6.4.6-3: Phasenkorrektur mit Koordinatentransformern und Addierer

6.4.7. Phasenkalibrierung

Die in 6.4.6 beschriebene Funktion kompensiert nur zeitinvariante Abweichungen. Sollen Fehler korrigiert werden, die von Umwelteinflüssen, z.B. einer Temperaturänderung, hervorgerufen werden, so wird ein ähnliches Prinzip verwendet, wobei jedoch die Ermittlung der Korrekturfunktion schneller erfolgen muß, als sich die zu korrigierenden Parameter im Betrieb ändern, damit eine Kompensation sinnvoll ist. Den vereinfachten Aufbau der Kalibrierung gibt Bild 6.4.7 wieder.

Ein Kalibrationsvorgang läuft ähnlich wie bei einem Netzwerkanalysator ab. Der Steuereingang "Kalibrieren / Messen" bestimmt, ob die Eingangsdaten gespeichert werden oder ob die gespeicherten Korrekturwerte von den Eingangsdaten subtrahiert werden. Die Phasenmeßeinrichtung (hier nicht gezeichnet, siehe Abschnitt 7.3 und 7.4) wird so verschaltet, daß sie Meßdaten als Abweichungen von einer Referenz liefert. Das gewünschte Frequenzband wird, z.B. durch einen PC gesteuert, in einzelnen Schritten durchlaufen.

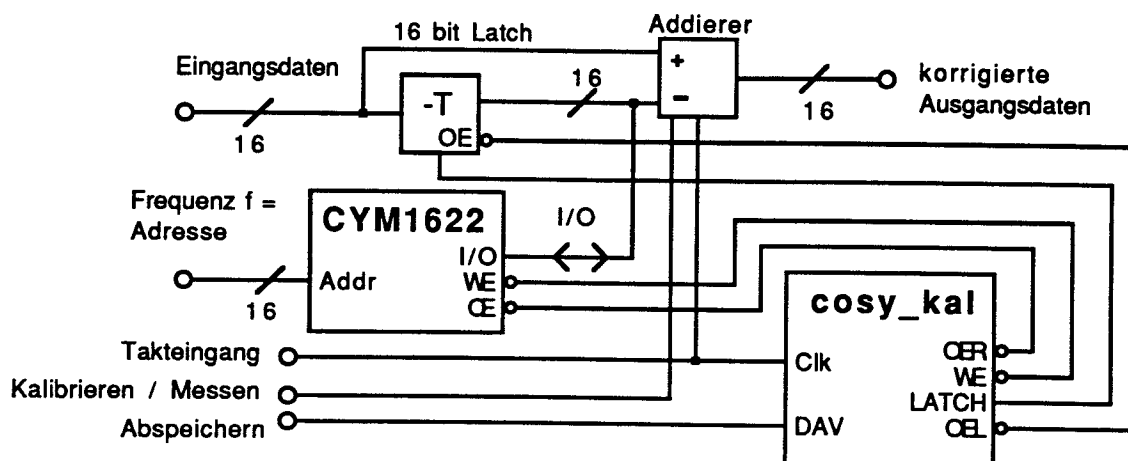


Bild 6.4.7: Innenschaltung der Phasenkalibrierung

Bei jedem Frequenzschritt gibt der PC das Kommando, die Meßdaten zu spei-

chern und das PAL¹⁷ "cosy_kal" erzeugt den Schreib-/Lesezyklus für den Speicherbaustein CYM 1622 - ein 20 ns schnelles statisches 64K*16 bit RAM. Diese Funktion ist in dem Programm **ATauswrt.pas** im Anhang A.6.3 berücksichtigt.

Diese Platine ist nicht für die Analyse z.B. des schnellen AD-Wandlers geeignet, da die Zustandsmaschine in dem PAL die anliegende Taktfrequenz herunterteilt, so daß nicht jeder Abtastwert speicherbar ist.

Eine ähnliche Version dieser Karte kann 24 bit breite Eingangsdaten verarbeiten und arbeitet mit Speichermodulen in Scheckkartengröße. Diese weisen Zugriffszeiten von ca. 200 ns auf, dafür kann man die Module aber entnehmen und zur Auswertung auf einem PC auslesen.

6.4.8. Digitale Filter

Die digitalen Filter haben bei der Phasenmessung die Aufgabe, nur den Tiefpaßbereich mit der Phaseninformation durchzulassen und höherfrequente Signalanteile, die die Genauigkeit der Phasendetektion verringern, abzuschwächen. Ein digitales Filter mit einer internen Rückkopplung des Ausgangs auf den Eingang weist eine unbegrenzte Impulsantwort auf und wird deshalb als IIR-Filter¹⁸ bezeichnet. Da ein solcher Filtertyp im allgemeinen einen nichtlinearen Phasengang aufweist, ist sein Einsatz für eine genaue Phasenmessung problematisch. Bei einem FIR-Filter¹⁹ wird die Ausgangssequenz $g(n)$ nur von der Eingangssequenz $s(n)$ bestimmt. Es gibt keine Ausgangsrückführung, und der lineare Phasengang ist leicht zu kompensieren. Dies wird erkauft durch eine gegenüber IIR-Filtern höhere Anzahl an Koeffizienten.

Dies ist für die realisierten Filter unerheblich, da die eingesetzte Transversalfilterstruktur (siehe Bild 6.4.8-1) konstante Koeffizienten aufweist. Ein vergleichbarer kommerzieller Baustein ist der HSP 43220 von Harris (siehe [HAR-91]).

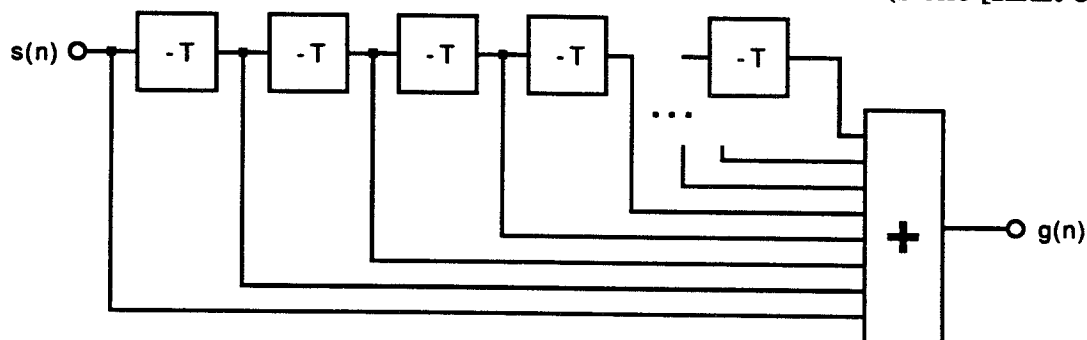


Bild 6.4.8-1: Struktur eines Filters mit konstanten Koeffizienten

Um ein solches Filter zu realisieren, wird die Impulsantwort (Gl. 6.4.8-1) betrachtet und die Struktur entsprechend Bild 6.4.8-2 modifiziert. Ein Akkumulator summiert die ankommenden Werte $s(n)$ auf. Die um k Takte verzögerten Eingangswerte werden vom Akkumulatorinhalt subtrahiert. So bildet dieses Filter den gleitenden Mittelwert über die letzten k Werte $s(n)$.

¹⁷ Programmable Array Logic

¹⁸ IIR: Infinite Impulse Response

¹⁹ FIR: Finite Impulse Response

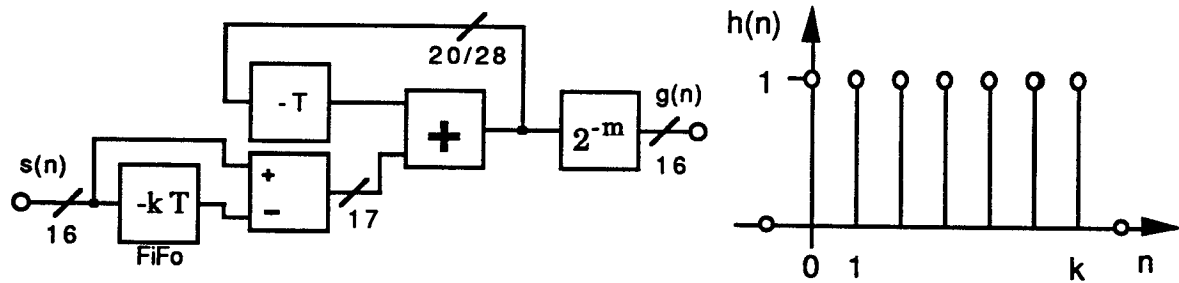


Bild 6.4.8-2: Realisierung und Impulsantwort eines Transversalfilters mit k konstanten Koeffizienten und der Skalierung $m = 0$

Es können allerdings Probleme mit einem „Weglaufen“ des Akkumulators aufgrund von Übernahmefehlern auftreten, und es muß dafür gesorgt sein, daß der Akkumulator bei Betriebsbeginn einen definierten Startwert einnimmt. Der Akkumulator ist deshalb auf Null zurücksetzbar. Der Ausgangswert wird schließlich durch digitale Verschiebung in Zweierpotenzschritten 2^{-m} skaliert. Die diskrete Impulsantwort eines solchen Filters mit k Stufen lautet:

$$h(n) = \delta(n) + \delta(n-1) + \delta(n-2) + \dots + \delta(n-(k-1)) = \sum_{i=0}^{k-1} \delta(n-i) \quad (6.4.8-1)$$

und das Ausgangssignal $g(n)$ ergibt sich als Summe

$$g(n) = s(n) * h(n) = s(n) + s(n-1) + s(n-2) + \dots + s(n-k+1) = \sum_{i=0}^{k-1} s(n-i) \quad (6.4.8-2)$$

Das Verhalten im Frequenzbereich beschreibt die Z-Transformierte:

$$H(z) = 1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-k+1} = \sum_{i=0}^{k-1} z^{-i} = \frac{1 - z^{-k}}{1 - z^{-1}} \quad (6.4.8-3)$$

Die Übertragungsfunktion $H_{\text{dig}}(f)$ berechnet sich aus der Substitution $z = e^{st} = e^{(\sigma + j2\pi f T_c)t}$ mit $\sigma = 0$ und der Abtastrate $f_c = 1 / T_c$.

$$H_{\text{dig}}(f) = \frac{1 - e^{-j2\pi k f T_c}}{1 - e^{-j2\pi f T_c}} = \frac{1 - \cos(2\pi k f T_c) + j \sin(2\pi k f T_c)}{1 - \cos(2\pi f T_c) + j \sin(2\pi f T_c)} \quad (6.4.8-4)$$

Der Betrag dieser Funktion lautet:

$$|H_{\text{dig}}(f)| = \left| \frac{\sin(\pi k f T_c)}{\sin(\pi f T_c)} \right| \quad \text{mit} \quad |H_{\text{dig}}(f=0)| = k \quad (6.4.8-5)$$

Wird Gl. 6.4.8-5 so skaliert, daß $|H_{\text{dig}}(f=0)| = 1$ gilt, erhält man den in Bild 6.4.8-3 dargestellten Frequenzgang, der durch einen RC-Tiefpaß nach Gl. 6.4.8-6 angenähert wird.

$$|H_{\text{TP}}(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{\text{TP}}}\right)^2}} \quad (6.4.8-6)$$

Betrachtet man das digitale Filter von der Frequenz $f = 0$ bis zur Nyquistgrenze $f_c / 2$, so gibt es für den analogen Tiefpaß nach Gl. 6.4.8-6 eine Frequenz $f_{\text{TP1}} = f_c / (2k)$, die garantiert, daß für $0 \leq f \leq f_c / 2$ gilt:

$$|H_{\text{dig}}(f)| \leq |H_{\text{TP}}(f)|$$

Dies ist eine gute Näherung im Durchlaßbereich $0 \leq f \leq f_{\text{TP1}}$. Für die Beschreibung im Sperrbereich $f > f_{\text{TP1}}$ darf man als Schätzwert $f_{\text{TP2}} = f_c / (3k)$ wählen, so daß jetzt im eingeschränkten Bereich für $f_{\text{TP1}} \leq f \leq f_c / 2$ gilt:

$$|H_{\text{dig}}(f)| \leq |H_{\text{TP}}(f)|$$

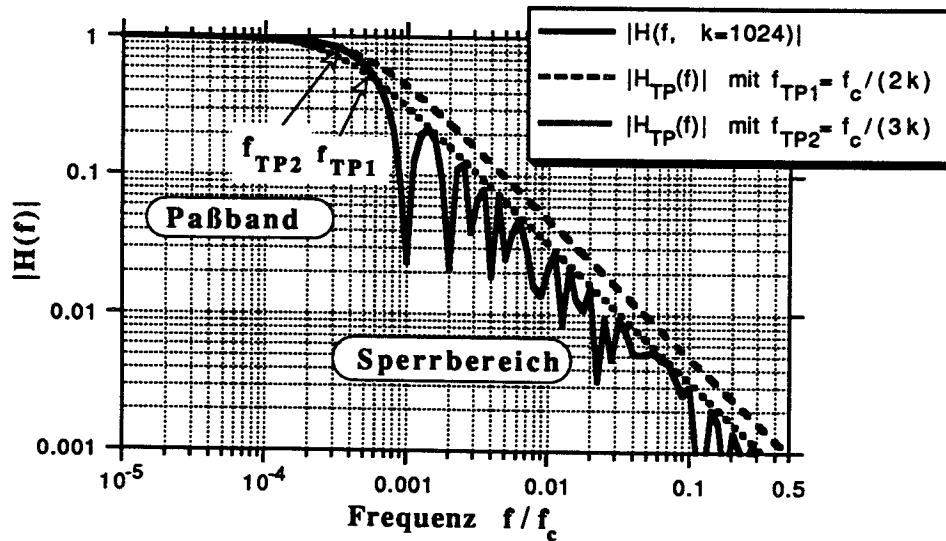


Bild 6.4.8-3: Filterfunktion des Transversalfilters mit $k = 1024$ Stufen, Skalierung $|H_{\text{dig}}(f=0)| = 1$ und Annäherung durch RC-Tiefpaß-Funktionen

Die Dämpfung im Sperrbereich in Abhängigkeit von der Stufenanzahl k und der Frequenz f gehorcht damit der Beziehung:

$$\frac{|H_{\text{dig}}(f, k)|}{\text{dB}} \leq 20 \cdot \log \frac{f_{\text{TP2}}}{f} = 20 \cdot \log \left(\frac{f_c}{f} \cdot \frac{1}{3k} \right) \approx -10 - 20 \cdot \log(k) - 20 \cdot \log \frac{f}{f_c}. \quad (6.4.8-7)$$

Der Phasengang dieses Filtertyps ergibt sich aus Gl. 6.4.8-4 mit der Beziehung

$$\arctan \left(\frac{\sin(2x)}{1 - \cos(2x)} \right) = \arctan(\cot(x)) = \frac{\pi}{2} - x \quad (6.4.8-8)$$

für die Stufenzahl $k > 0$ als lineare Funktion von f zu:

$$\begin{aligned} \varphi(H_{\text{dig}}(f)) &= \varphi(1 - \cos(2\pi k f T_c) + j \sin(2\pi k f T_c)) - \varphi(1 - \cos(2\pi f T_c) + j \sin(2\pi f T_c)) \\ &= \text{atan} \left(\frac{\sin(2\pi k f T_c)}{1 - \cos(2\pi k f T_c)} \right) - \text{atan} \left(\frac{\sin(2\pi f T_c)}{1 - \cos(2\pi f T_c)} \right) = -\pi \cdot \frac{f \cdot (k - 1)}{f_c} \end{aligned} \quad (6.4.8-9)$$

Die zwei Anwendungsbereiche dieser Filter müssen voneinander abgegrenzt werden:

- Bei der Version für einen festen Takt $f_c = 20$ MHz kann die Stufenzahl k im Bereich von 1...4096 eingestellt werden.
- Bei der anderen Version für den Betrieb mit einem variablen Takt kann die Stufenzahl k im Bereich von 2...16 variiert werden.

Die realisierten Filter unterscheiden sich im wesentlichen nur durch die Verzögerungskette, in Bild 6.4.8-2 "FiFo"²⁰ genannt, und die Wortbreite des Akkumulators. Der Realisierung der Filterstruktur wird im folgenden kurz umrissen.

²⁰ FiFo: First-In First-Out: Stapelspeicher

Der Subtrahierer am Eingang ist eine 16-bit ALU²¹, die eine maximale Taktrate von 50 MHz verarbeitet. Als FiFo kommen bei der Version für 2...16 Stufen zwei hintereinandergeschaltete 16 bit breite sogenannte "Mikroprozessor-Pipelineregister" zur Anwendung. Diese werden so programmiert, daß ein anliegendes Datenwort um 1...8 Takte verzögert am Ausgang erscheint.

Die Version für 1...4096 Stufen verwendet ein sogenanntes "Dual-Ported-RAM", ein Speicherbaustein mit zwei voneinander unabhängigen Adreß- und Datenbussen, mit 16 bit Wortbreite und 4096 Speicherplätzen. Zwei synchrone Zähler dienen als Zeiger, die bestimmen, welche Speicherzelle beschrieben und welche gelesen wird (siehe Bild 6.4.8-4). Die Differenz der beiden Zählerstände entspricht der Anzahl der Takte, um die dieses FiFo die Information verzögert. Der Akkumulator (siehe Bild 6.4.8-5), der die 17-bit breiten Differenzen verarbeitet, darf aus Geschwindigkeitsgründen nicht einfach aus zwei 16-bit ALUs bestehen. Die Laufzeiten beider ALUs addieren sich, so daß mit verfügbaren 50 MHz Versionen die maximale Taktfrequenz von 25,6 MHz (siehe [IDT-90b]) nicht mehr sicher zu verarbeiten ist. Dieses Problem ist lösbar, da die Wortbreite der Eingangswerte geringer ist als die des Akkumulators.

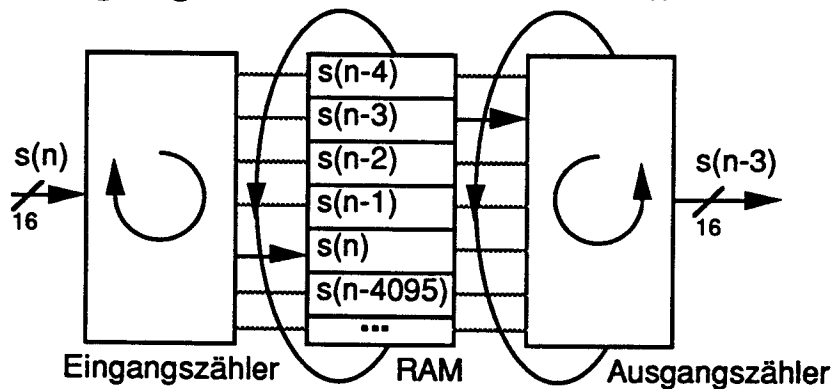


Bild 6.4.8-4: Prinzip des einstellbaren FiFo mit RAM und zwei Adreßzählern

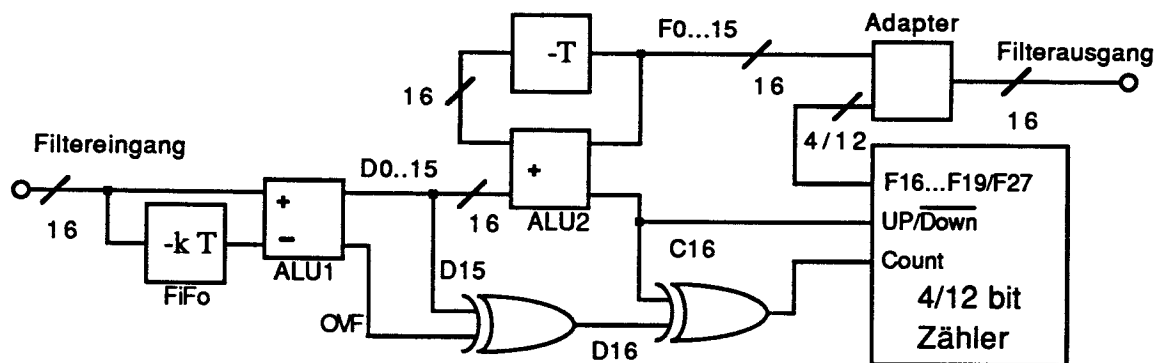


Bild 6.4.8-5: Prinzip des Akkumulators

Bei dem Filter mit maximal 16 Stufen speichert der Akkumulator die Summe von 16 Werten à 16 bit und weist deshalb eine Wortbreite von 20 bit auf. Beim Filter mit maximal 4096 Stufen beträgt die Wortbreite entsprechend 28 bit. Die Differenz zweier 16-bit Werte im Zweierkomplement kann minimal den Wert - 65536 und maximal den Wert + 65534 annehmen und ist mit 17 bit (D0...16) darstellbar.

²¹ ALU: Arithmetic Logic Unit: Recheneinheit

Das höchstwertige bit D16 wird aus D15 und dem Signal OVF der ALU₁ gewonnen. Der Akkumulator besteht dann aus der 16-bit ALU₂ und einem Vor-/Rückwärtszähler mit 4 bit bzw. 12 bit Wortbreite. Ein Steckadapters skaliert den Akkumulatorwert und die 16 höchstwertigen bit stehen am Ausgang zur Verfügung. Je nach Eingangswert muß der Zählerstand nach der Wahrheitstabelle 6.4.8-1 konstant bleiben oder um den Wert eins erhöht oder erniedrigt werden. Das gleiche Prinzip der Akkumulatorexpandierung wird auch beim I-Anteil des PID-Reglers (siehe 6.4.11) angewendet.

D16	C16	Up/Down	Aktion
0	0	x	$F = F$
0	1	1	$F = F + 1$
1	0	0	$F = F - 1$
1	1	x	$F = F$

Tabelle 6.4.8-1: Zählersteuerung für den Akkumulator des digitalen Filters

Für die jeweilige Anwendung müssen die Filterparameter festgelegt werden.

Für die Filter mit 1...4096 Stufen gilt:

Nach der Mischung des Eingangssignals (z.B. vom Phasensensor) mit dem lokalen Oszillator der Frequenz f_a resultieren eine Tiefpaßkomponente, die die Phaseninformation enthält, und Mischprodukte bei Vielfachen von f_a . Komponenten über der Nyquist-Grenze $f_c / 2$ sind schon vor dem AD-Wandler durch analoge Filterung unterdrückt. Die Dämpfung bei f_a sollte mindestens ca. 72 dB betragen, um eine Phasenauflösung von ca. $\pm 0,01^\circ$ zu erreichen. Ein Filter mit $k = 1000$ Stufen, betrieben bei $f_c = 20$ MHz, dämpft nach Gl. 6.4.8-7 ein Signal mit

$f_a = 450$ kHz um ca. - 37 dB und ein Signal mit

$f_a = 1600$ kHz um ca. - 48 dB.

Der vergleichbare analoge Tiefpaß nach Gl. 6.4.8-6 weist eine - 3 dB-Frequenz von ca. 6,6 kHz auf. Zwei hintereinandergeschaltete Filter erreichen die erforderliche Abschwächung und bieten eine genügende Filtersteilheit. Die Abschwächung wird darüberhinaus erhöht, wenn mehrere digitale Filter in Kettenschaltung verwendet werden, deren Stufenanzahlen voneinander verschieden und möglichst teilerfremd sind. Dann überlappen sich die Nullstellen im Sperrbereich nur selten und erhöhen so die Dämpfung. Vorteilhaft ist die Verwendung von Primzahlen als Stufenanzahl, da sie per Definition teilerfremd sind. Zur einfachen Skalierung soll die Stufenanzahl nahe an einer Zweierpotenz liegen. Kombinationen mehrerer Filter erlauben es aufgrund des steileren Abfalls, die - 3 dB Bandbreite zu erhöhen.

Beispiele:

Kombination dreier Filter:

$$k_1 = 523, k_2 = 509, k_3 = 503, (k_1 \cdot k_2 \cdot k_3)^{1/3} = 511,6 \approx 512$$

Kombination von vier Filtern:

$$k_1 = 241, k_2 = 251, k_3 = 263, k_4 = 269, (k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \cdot k_4)^{1/4} = 255,77 \approx 256$$

Kombination von fünf Filtern:

$$k_1 = 113, k_2 = 122, k_3 = 127, k_4 = 137, k_5 = 139, (k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot k_5)^{1/5} = 127,23 \approx 128$$

Für die Kombination zweier Filter empfehlen sich die Stufenanzahlen mit den Primzahlen $k_1 = 1009$ und $k_2 = 1039$, weil mit $(k_1 \cdot k_2)^{0,5} = 1023,89 \approx 1024$ die Skalierung mit einer Zweierpotenz gut gelingt. Der Amplitudengang des Filters ist in Bild 6.4.8-6 aufgetragen. Der in Bild 6.4.8-7 gezeigte Phasengang bestimmt sich aus Gl. 6.4.8-9 zu

$$\varphi(H_{\text{dig}}(f, k_1, k_2)) = -\pi \cdot \frac{f \cdot (k_1 + k_2 - 2)}{f_c} \quad (6.4.8-10)$$

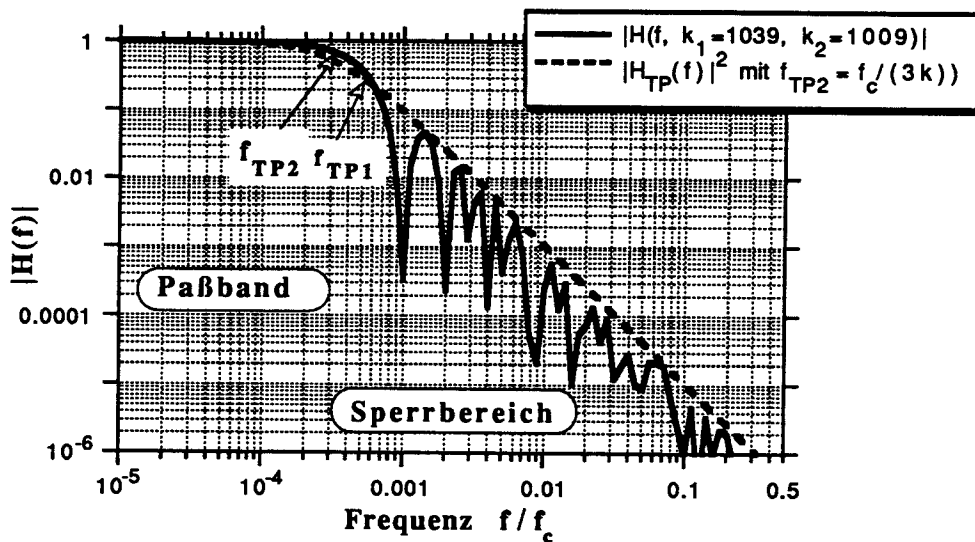


Bild 6.4.8-6: Amplitudengang der Kombination zweier digitaler Filter mit $k_1 = 1009$, $k_2 = 1039$ und des vergleichbaren analogen Tiefpaß'

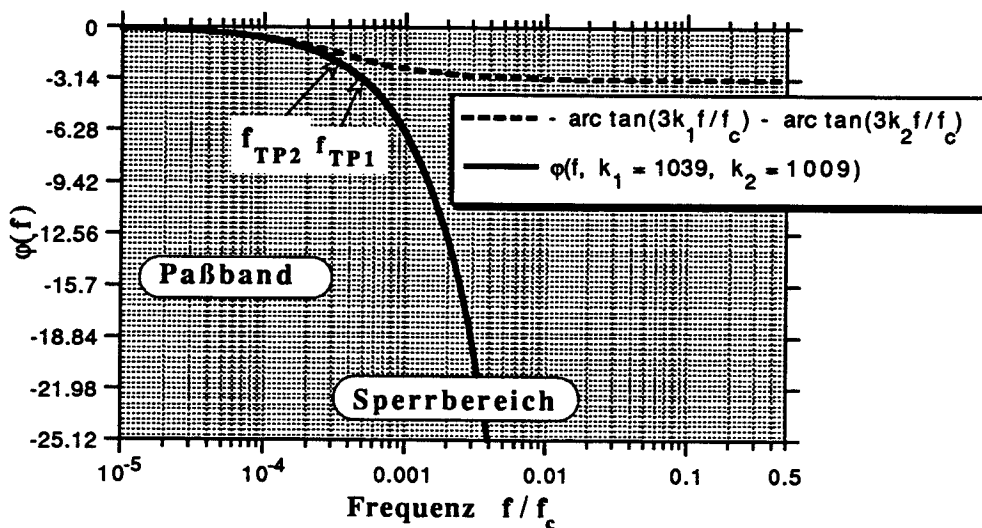


Bild 6.4.8-7: Phasengang der Kombination zweier digitaler Filter mit $k_1 = 1009$, $k_2 = 1039$ und des vergleichbaren analogen Tiefpaß'. Bei der Frequenz $f_{\text{TP2}} = f_c/(3k)$ mit $k \approx k_1 \approx k_2$ beträgt der Phasengang ca. $-2 \cdot \pi/3 \approx -120^\circ$.

Die Filter mit 1...16 Stufen werden in einer speziellen Umgebung verwendet:

Die Filtereigenschaften verbessern sich drastisch, wenn Abtastfrequenz f_c , Signalfrequenz f_a und Anzahl der Filterstufen k den Zusammenhang $f_c = k \cdot f_a$ erfüllen. Die Signalfrequenz f_a und alle Vielfachen bei $2 \cdot f_a$, $3 \cdot f_a$ bis zur Nyquistgrenze $f_c / 2$ werden ideal durch die Nullstellen des Filters unterdrückt.

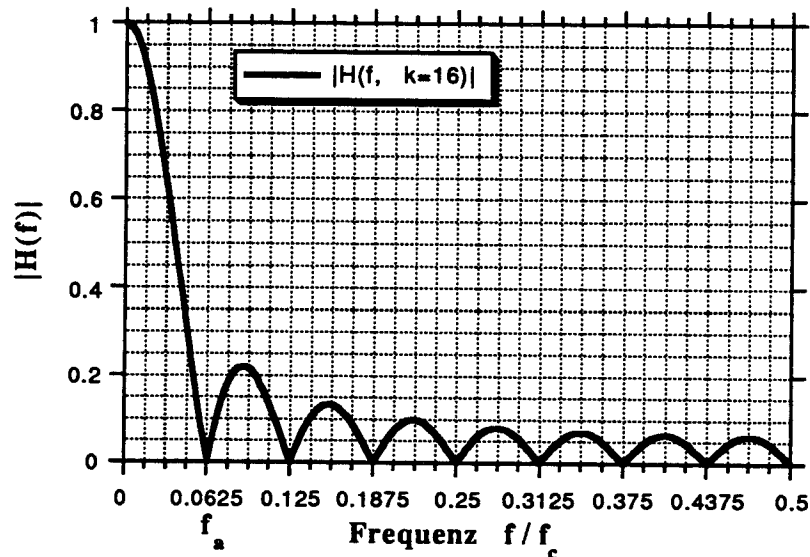


Bild 6.4.8-8: Amplitudengang des digitalen Filters mit $k = 16$ Stufen

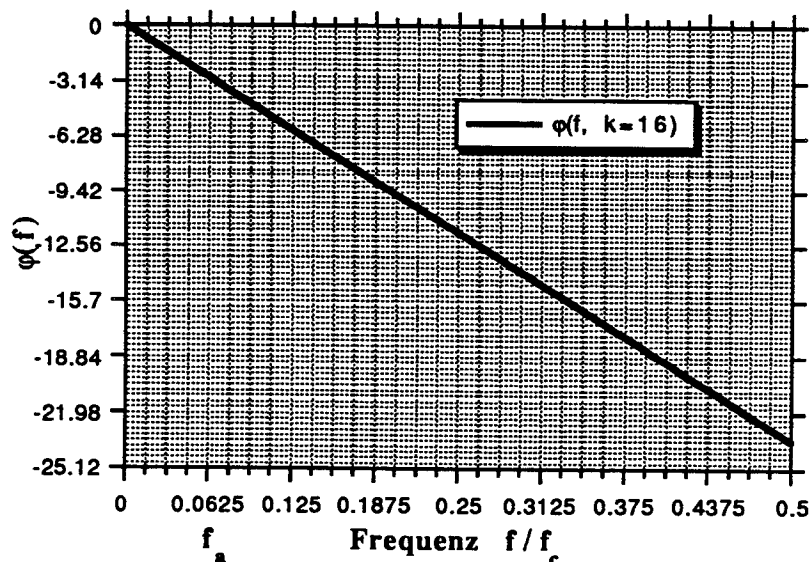


Bild 6.4.8-9: Phasengang in rad des digitalen Filters mit $k = 16$ Stufen.

Die Anwendung dieses Zusammenhangs ist an Bedingungen geknüpft:

- Das zu filternde Signal $s(t)$ muß mit der Wiederholrate f_a als periodisches Signal beschreibbar sein, d.h. es darf nur Fourierkomponenten bei f_a , $2 \cdot f_a$, $3 \cdot f_a \dots f_c / 2$ aufweisen. Komponenten mit $f > f_c / 2$ müssen vor dem AD-Wandler durch analoge Filterung entfernt werden.
- Die Taktfrequenz f_c muß so präzise variiert werden können, daß die Bedingung $f_c = k \cdot f_a$ besser als ca. 10^{-5} erfüllt werden kann.

Die erste Bedingung ist für das longitudinale Signal der Phasenmeßsonde eines Beschleunigers in gewissen Grenzen erfüllt. Der Teilchenstrahl läuft bei COSY in etwa mit der Frequenz f_a um. Die Pulsform des Teilchenpakets bestimmt die Gewichtungsfaktoren der Vielfachen der Umlauffrequenz. Die zweite Bedingung wird durch das NCO-Prinzip und die verwendeten temperaturkompensierten Oszillatoren mit einer Genauigkeit von 10^{-6} erfüllt.

Der Amplitudengang des Filters mit 16 Stufen folgt nach Gl. 6.4.8-5 zu

$$|H_{\text{dig}}(f)| = \left| \frac{\sin(16\pi f T_c)}{16 \cdot \sin(\pi f T_c)} \right| . \quad (6.4.8-11)$$

Diese Funktion ist in Bild 6.4.8-8 dargestellt. Der Phasengang (Gl. 6.4.8-12) ist leicht aus Gl. 6.4.8-10 zu ermitteln. Er ist in Bild 6.4.8-9 aufgetragen:

$$\phi(H_{\text{dig}}(f)) = -15 \cdot \pi f / f_c . \quad (6.4.8-12)$$

Vergleich mit FIR-Filtern mit variablen Koeffizienten

Für die Phasenmessung werden Filter mit konstanten Koeffizienten eingesetzt. Es ist zu überlegen, ob Filter mit variablen Koeffizienten deutliche Vorteile aufweisen. Die Koeffizienten $h(n)$ eines FIR-Filters können z.B. aus der in den Zeitbereich transformierten gewünschten Übertragungsfunktion im Frequenzbereich gewonnen werden. Ein idealer Tiefpaß im Frequenzbereich mit Grenzfrequenz f_g wird abgebildet auf eine $\sin(x)/x$ -Funktion im Zeitbereich. Da diese Funktion zeitlich unendlich ausgedehnt ist, muß sie mit einem endlichen Fenster $w(n)$ multipliziert werden. Die Wahl dieser Fensterfunktion beeinflusst den Frequenzgang. Üblicherweise wird ein FIR-Tiefpaßfilter so ausgelegt, daß es einen linearen Phasenverlauf aufweist. Dann muß die Anzahl der Koeffizienten k ungerade und die Impulsantwort $h(n)$ symmetrisch sein. Die Koeffizienten folgen z.B. aus Gl. 6.4.8-13:

$$h(n) = \text{INT} \left\{ 32767 \cdot \frac{\sin\left(2\pi \frac{f_g}{f_c} (n - m)\right)}{2\pi \frac{f_g}{f_c} (n - m)} \right\} \text{ mit } m = \frac{k-1}{2} \text{ und } n = \{0, 1, \dots, 2 \cdot m\} . \quad (6.4.8-13)$$

Dabei wird angenommen, daß die Koeffizienten 16 bit Wortbreite aufweisen und daß das Filter bei der Taktfrequenz f_c betrieben wird. Gebräuchliche Fensterfunktionen $w(n)$ - zum Teil nach ihren geistigen Vätern benannt - sind: Rechteck, Hamming, Hann, Blackman und Kaiser (siehe [WIL-91]). Für das Hamming- und das Hann-Fenster lautet die Fensterfunktion:

$$w(n) = a + (1 - a) \cdot \cos\left(2\pi \frac{(n - m)}{k - 1}\right) \text{ mit } m = \frac{k - 1}{2} \text{ und } n = \{0, 1, \dots, 2 \cdot m\} \quad (6.4.8-14)$$

mit $a = 0,5$ (Hann) oder $a = 0,54$ (Hamming) .

Problematisch ist das kleine Verhältnis von f_g zu f_c bei der Anwendung in COSY. Für $f_g / f_c \approx 0,25$ sind 55 Koeffizienten ausreichend. Dies belegt der in Abschnitt 6.4.2 behandelte Interpolator. Wie bei der Beschreibung der Phasenmessung in Abschnitt 5.3 beschrieben, muß das Tiefpaßfilter bei Anwesenheit eines Gleichanteils eine Störkomponente mit der Signalfrequenz f_a herausfiltern.

Die minimale Frequenz $f_{\text{amin}} = 450 \text{ kHz}$ bedingt eine Grenzfrequenz $f_g \leq 400 \text{ kHz}$. Bei einer Taktfrequenz von $f_c = 20 \text{ MHz}$ lautet das Verhältnis $f_g / f_c = 0,02$. Um mit dem Interpolator vergleichbar zu sein, werden ca. 600 Koeffizienten benötigt. Mit einem Designprogramm für digitale Filter findet man, daß 309 Koeffizienten für ein Filter mit Hann-Fenster und 329 Koeffizienten für ein Filter mit Hamming-Fenster ausreichend sind.

Ein Filterprozessor PDSP 16256A (siehe [PLE-92]) kann 16 Filterstufen bei einer maximalen Taktrate von 25 MHz parallel verarbeiten. Für die gewünschte Anzahl Koeffizienten werden 20 dieser Prozessoren benötigt. Auf einer VME-Doppeleuropakarte lassen sich acht dieser Prozessoren unterbringen. Diese Lösung ist demzufolge erheblich aufwendiger als die Anwendung der Filter mit konstanten Koeffizienten.

Eine mögliche Anwendung finden solche Prozessoren in der Hilbert-Transformation. Ein analoger Hilbert-Transformator mit der nicht kausalen Übertragungsfunktion

$$h_{\text{hil}}(t) = \frac{1}{\pi t} . \quad (6.4.8-15)$$

ist nur für ein begrenztes Frequenzband annäherbar. Die Hilbert-Transformierte $\hat{s}(t)$ eines Signals $s(t)$ lautet allgemein:

$$\hat{s}(t) = s(t) * h_{\text{hil}}(t) = s(t) * \left(\frac{1}{\pi t} \right) \quad (6.4.8-16)$$

Der Amplitudengang des Hilberttransformators ist außer bei der Frequenz Null konstant:

$$|H_{\text{hil}}(f)| = 1 \text{ für } f \neq 0 \quad (6.4.8-17)$$

und mit der Vorzeichenfunktion $\text{sgn}(f)$ lautet der Phasengang:

$$\phi(f) = -\pi (\text{sgn}(f) - 0,5) = -\pi \cdot \text{sgn}(f) . \quad (6.4.8-18)$$

Die Implementierung der Hilbert-Transformation für die Phasenmessung mit fester Taktrate [KOL-90] ist eine Möglichkeit, die Geschwindigkeit dieses Meßprinzips zu erhöhen. Diese Variante soll zu Gunsten der Phasenmessung mit variablem Takt erst in Zukunft getestet werden. Für einen variablen Takt f_c , der mit der Signal-frequenz f_a fest verknüpft ist, läßt sich die Hilbert-Transformation ideal verwirklichen (siehe Beschreibung der Schaltung nach Bild 5.3-9).

6.4.9. Koordinatentransformation

In Kapitel 5.3 wird bei der Diskussion verschiedener Phasenmeßverfahren das Problem aufgeworfen, aus einem Signalpaar $\sin(\phi)$ und $\cos(\phi)$ die Phase ϕ zu berechnen. Ein vergleichbares Problem tritt bei der Navigation von Flugkörpern auf. In [VOL-59] ist ein Verfahren angegeben, mit dem die Lösung dieses Problems ohne Anwendung der Arcustangensfunktion angegangen wird.

Die vorgestellte „CORDIC Trigonometric Computing Technique“ ist eine Möglichkeit, Gleichungssysteme der Art

$$\begin{cases} Y' = K(Y \cos \lambda + X \sin \lambda) \\ X' = K(X \cos \lambda - Y \sin \lambda) \end{cases}, \text{ bzw.} \quad (6.4.9-1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R = K \sqrt{X^2 + Y^2} \\ \phi = \arctan\left(\frac{Y}{X}\right) \end{array} \right\} \quad (K \text{ ist eine beliebige reelle Konstante}) \quad (6.4.9-2)$$

nur mit Additionen und Schiebeoperationen iterativ zu lösen. Die arithmetischen Operationen Schieben und Addieren lassen sich einfacher und mit höherer Ausführungsgeschwindigkeit als die Reihenentwicklungen von trigonometrischen Funktionen und Umkehrfunktionen ausführen. Weiterhin erlaubt dieser Algorithmus ein sogenanntes "Pipelining", das heißt für jede Operation ist eine eigene Ausführungseinheit vorhanden, und die Zahlenwerte hangeln sich hindurch. An diesem "Fließband" werden alle Operationen parallel abgearbeitet. In [ABR-85] wird die Anwendbarkeit dieser Verfahren bei der Lösung arithmetischer Probleme untersucht, und es wird eine Implementierungsmöglichkeit angegeben. In [CON-89] wird schließlich ein integrierter Schaltkreis in VLSI-Technologie beschrieben, der bei einer Taktfrequenz von 40 MHz arbeitet und die Signale $\cos(\phi)$ und $\sin(\phi)$ mit 8 bit Wertebereich aus einer mit acht bit Auflösung gegebenen Phase ϕ erzeugt.

Auf der hier beschriebenen Platine, deren Innenschaltung Bild 6.4.9 zeigt, wird der Koordinatentransformer TMC 2330 [TRW-91] eingesetzt. Dieser erlaubt eine maximale Taktfrequenz von 25 MHz. Der Baustein transformiert wahlweise kartesische Koordinaten in Polarkoordinaten oder Polarkoordinaten in kartesische Koordinaten. Die interne Datenpipeline bedingt eine Durchlaufverzögerung von 23 Takten. Auf der Leiterplatte sind zwei Bausteine untergebracht, um den Anwendungsbereich zu erweitern:

Für die Anwendung in der Amplituden- oder Phasenmessung wird der in Bild 6.4.9 linke Koordinatentransformer benutzt. Aus den Eingangssignalen $A \cdot \cos(\phi)$ (Realteil) und $A \cdot \sin(\phi)$ (Imaginärteil) berechnet er die Phase ϕ im Zweierkomplement mit 16 bit Wortbreite und die Amplitude A als 16 bit positive Integerzahl. Um Amplitude A und Phase ϕ als Sollwert für einen komplexen Mischer (siehe 6.4.5) vorgeben zu können, wird der in Bild 6.4.9 rechte Koordinatentransformer verwendet. Dieser berechnet aus A und ϕ die Quadratursignale $A \cdot \cos(\phi)$ und $A \cdot \sin(\phi)$. Die Kombination beider Bausteine erlaubt z.B. die Amplitudenkorrektur. An den Eingängen wird das Quadratursignal $A \cdot \cos(\phi)$ und $A \cdot \sin(\phi)$ angelegt. Als Zwischenergebnis resultiert die Amplitude A und die Phase ϕ . Der zweite Baustein wird mit der definierten Amplitude B versorgt, so daß er an seinen Ausgängen $B \cdot \cos(\phi)$ und $B \cdot \sin(\phi)$ zur Verfügung stellt.

Mit zwei Karten ist auch eine Phasenkorrektur (siehe Bild 6.4.6-3) möglich. Der erste Baustein auf der ersten Karte erzeugt aus den anliegenden Quadratursignalen $A \cdot \cos(\phi)$ und $A \cdot \sin(\phi)$ die Amplitude A und die Phase ϕ . Die Amplitude A wird auf den zweiten Baustein auf der zweiten Karte geführt.

Der Phasenausgang der ersten Karte wird auf einen Addierer geführt, der einen Korrekturwert $\Delta\phi$ addiert. Das Ausgangssignal des Addierers wird auf den Phaseingang der zweiten Karte gegeben, die schließlich als Endergebnis die Quadratursignale $A \cdot \cos(\phi + \Delta\phi)$ und $A \cdot \sin(\phi + \Delta\phi)$ berechnet. Statt des Addierers in Bild 6.4.6-3 kann natürlich auch eine PID-Kompensationsfunktion eingeschleift werden, um eine Phasenregelung zu ermöglichen.

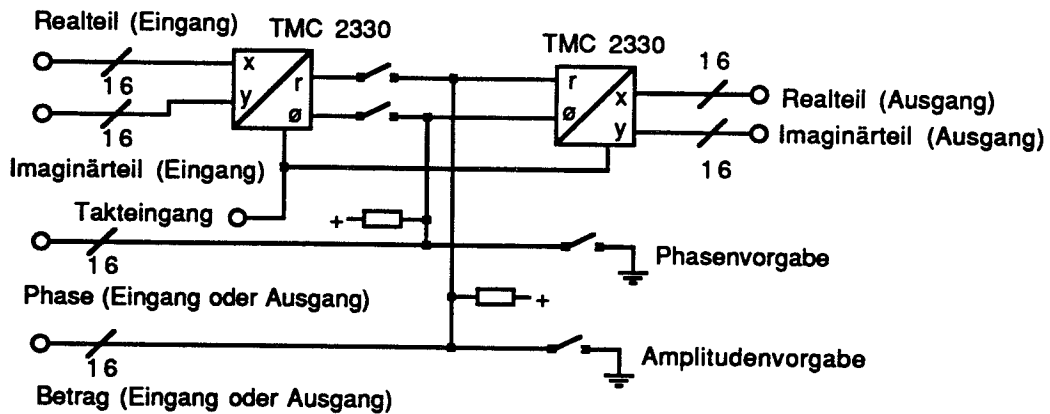


Bild 6.4.9: Interner Aufbau der Koordinatentransformer-Platine

Leider hat die Anwendung dieser Platine einen Schönheitsfehler, wenn sie als Amplitudenkorrektur innerhalb einer schnellen Phasenregelschleife eingesetzt werden soll: Die insgesamt 46 Takte, die vergehen, bis eine Information beide Bausteine passiert hat, vermindern die Phasenreserve. Für diese spezielle Anwendung ist die schnelle Amplitudenkorrektur (siehe 6.4.10) vorgesehen.

6.4.10. "Schnelle" Amplitudenkorrektur

Diese Baugruppe hat die Aufgabe, aus einem Quadratursignal $In_1 = A \cdot \cos(x)$ und $In_2 = A \cdot \sin(x)$ das Quadratursignal $B \cdot \cos(x)$ und $B \cdot \sin(x)$ zu erzeugen. Die Amplitude A ist unbekannt und die Amplitude B ist fest vorgegeben. Die Realisierung eines Prototypen, der eine Taktfrequenz von 5 MHz verarbeiten kann, erfolgte als Studienarbeit (siehe [HAG-91]). Der Prototyp besteht aus fünf Doppelseuropaplatten. Die endgültige Version verarbeitet eine Taktfrequenz über 25 MHz und wird unter Verwendung von 12 PALs, einem komplexen Multiplizierer und vier 16 bit Multiplizierern auf einer Doppelseuropaplatine untergebracht. Die Leistungsaufnahme beträgt ca. 10 W bei einer Rechenleistung von 300 MOPS (Millionen Rechenoperationen pro Sekunde). Mit Fließkommaoperationen läßt sich die Funktionsweise der Baugruppe nach Bild 6.4.10-1 recht einfach beschreiben.

- Die Eingangssignale werden einzeln quadriert und addiert:

$$SQ = (A \cdot \cos(x))^2 + (A \cdot \sin(x))^2 = A^2 \quad (6.4.10-1)$$

- Ermittlung eines Skalierungsfaktors SK für die Eingangssignale:

$$SK = \frac{B}{A} = \frac{B}{\sqrt{A^2}} = \frac{B}{\sqrt{SQ}} \quad (6.4.10-2)$$

- Multiplikation der Eingangssignale mit dem Skalierungsfaktor SK liefert das gewünschte Ergebnis: $B \cdot \cos(x)$ und $B \cdot \sin(x)$.

Um diese Funktionen mit 16-bit-Integerarithmetik ohne Informationsverlust durch Rundungsfehler zu realisieren, ist eine genaue Berücksichtigung der Wertebereiche von SK und SQ unumgänglich. Die Rechenoperation nach Gl. 6.4.10-1 wird von dem komplexen Multiplizierer nach 6.4.5 übernommen. Dieser berechnet aus den 16 bit Eingangswerten SQ als 31 bit breite Integerzahl.

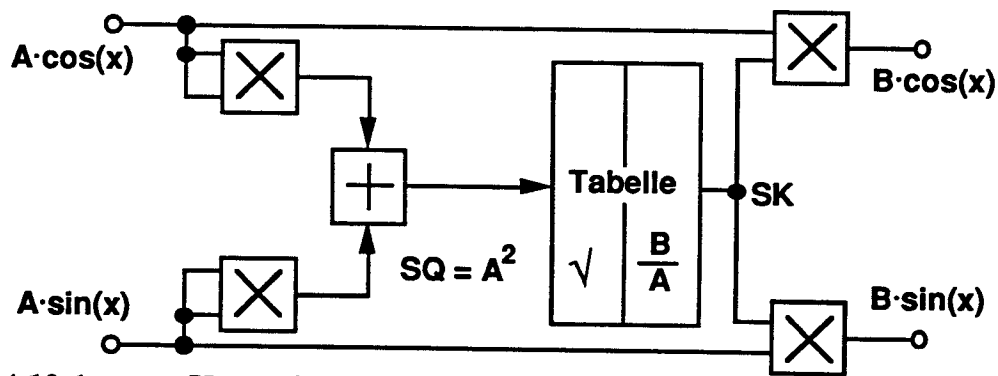


Bild 6.4.10-1: Vereinfachte Funktionsweise der Amplitudenkorrektur

Aus SQ wird ein 16 bit Wort gewonnen, das das höchstwertige Nibble²² enthält und auf eine Tabelle (siehe Bild 6.4.10-2) als Adresse gegeben.

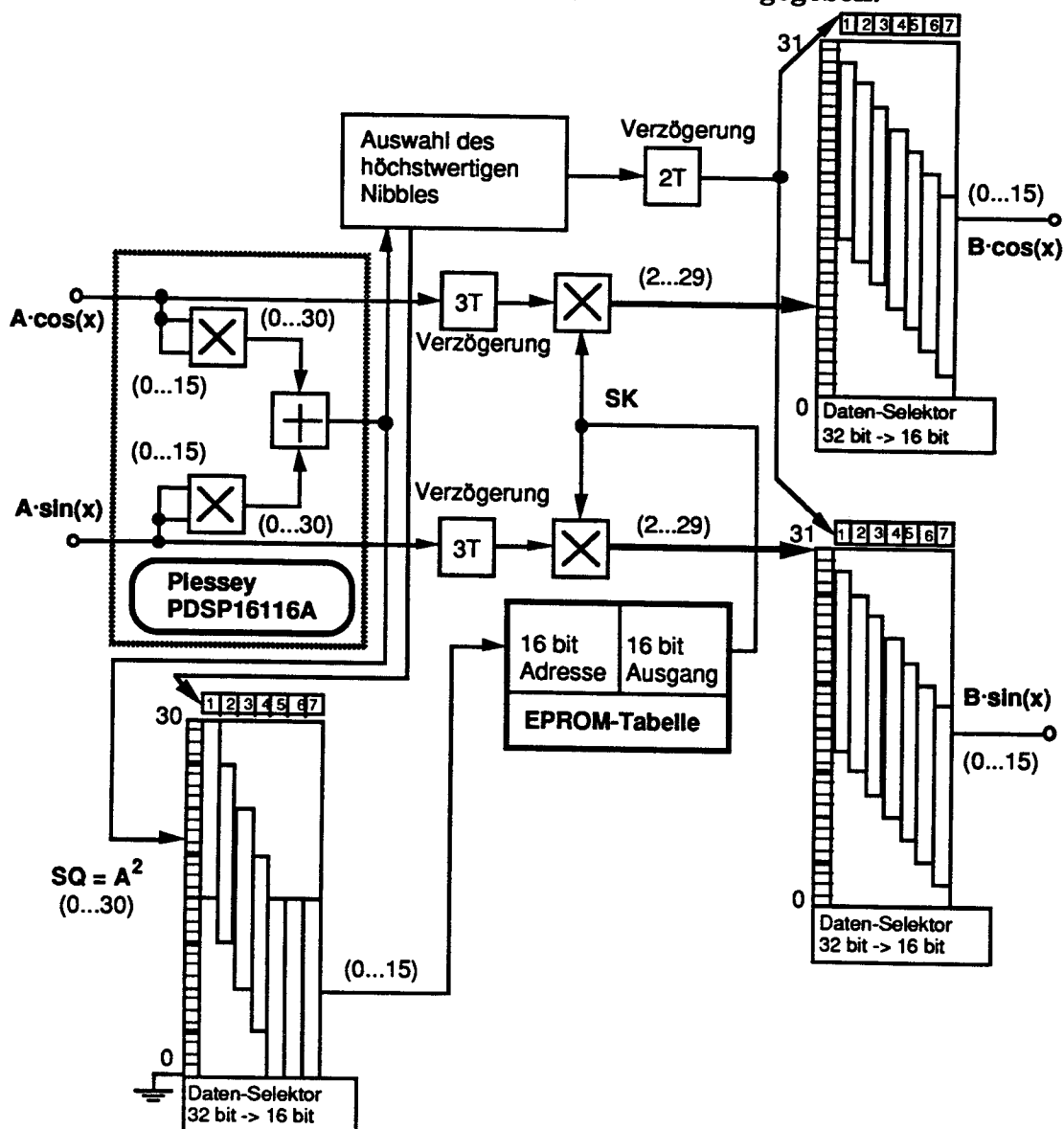


Bild 6.4.10-2: Ausführliche Innenschaltung der Amplitudenkorrektur

²² Ein Nibble ist eine Gruppe von 4 bit, also ein halbes Byte.

Diese Tabelle enthält 16 bit breite Einträge für SK nach Gleichung 6.4.10-2, mit denen die Eingangssignale multipliziert werden. Die 32 bit breiten Produkte werden schließlich auf 16 bit Wortbreite reduziert. Der Schaltungskniff besteht darin, daß die Tabellen so geschickt gewählt sind, daß alle Einträge in einem Paar EPROMs Platz finden. Die Erzeugung dieser Wertetabelle ist im Anhang A.4.2 beschrieben.

Die Reduktion der Wortbreite von SQ auf 16 bit in Schritten von einem Nibble entspricht der Division durch eine Potenz von 16. Die Datenselektoren am Ausgang, die aus den zwei 32 bit Produkten die zwei 16 bit breiten Ausgangssignale berechnen, multiplizieren die 32 bit Werte entsprechend mit einer Potenz von vier. Da EPROMs zu langsam für die Echtzeitanforderungen sind, wird der Inhalt der EPROM-Tabelle nach einem Rücksetzbefehl in ein schnelles statisches RAM mit 64 KWorten Kapazität und 25 ns Zugriffszeit umkopiert. Da die einzelnen Operationen (Quadrierung, Normierung, Tabellenzugriff, Multiplikation und Entnormierung) zeitlich nacheinander ablaufen, müssen die Eingangsdaten für die Ausgangsmultiplizierer geeignet verzögert werden. Ebenso muß die Information für die Ausgangsnormierung passend zeitlich versetzt zur Normierung von SQ gewonnen werden.

Die gesamte Baugruppe benötigt insgesamt nur 8 Takte gegenüber 46 Takten bei der Lösung mit zwei Koordinatentransformern, um die Amplitudenkorrektur auszuführen. Dies gelingt mit einem verschachtelten "Pipeline"-Verfahren, bei dem alle Teilbaugruppen parallel arbeiten. Die realisierte Karte ist bis zu einer Taktfrequenz von 30 MHz getestet. Eingangssignale mit einer Amplitude im Bereich von $3 \leq A \leq 46339$ werden auf eine Amplitude von $B \approx 32000$ umgesetzt. Die zugehörigen PAL-Gleichungen sind im Anhang A.4.3 abgedruckt.

6.4.11. PID-Kompensationsfunktion

Diese Baugruppe approximiert eine ideale PID-Kompensationsfunktion nach Gl. 6.4.11-1 bzw. Gl. 6.4.11-2. Der innere Aufbau ist in Bild 6.4.11-1 vereinfacht dargestellt.

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + s \cdot K_d \quad (6.4.11-1)$$

Diese Beziehung lautet im Zeitbereich, wenn $e(t)$ das Eingangssignal darstellt:

$$g(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int e(t) dt + K_d \cdot \frac{d e(t)}{dt} \quad (6.4.11-2)$$

Der digitale Regler, betrieben mit der Taktfrequenz $f_c = 1/T_c$ reagiert auf eine Eingangssequenz $e(n)$ mit der Ausgangssequenz nach Gl. 6.4.11-3:

$$\begin{aligned} g(n) &= P \cdot e(n) + I \cdot \sum_{i=-\infty}^n e(i) + D \cdot [e(n) - e(n-1)] \\ &= P \cdot e(n) + I \cdot f_c \cdot \sum_{i=-\infty}^n e(i) \cdot T_c + \frac{D}{f_c} \cdot \frac{[e(n) - e(n-1)]}{T_c} \end{aligned} \quad (6.4.11-3)$$

Ein Koeffizientenvergleich zwischen den Gleichungen 6.4.11-2 und 6.4.11-3 liefert unter der Voraussetzung einer genügend hohen Abtastrate f_c den Zusammenhang zwischen den Koeffizienten eines idealen analogen Reglers (K_p , K_i , K_d) und den Koeffizienten des digitalen Reglers (P , I , D):

$$K_p = P$$

$$K_i = I \cdot f_c$$

$$K_d = \frac{D}{f_c}$$

(6.4.11-4)

Für die Umschaltung zwischen gesteuertem und geregelter Betrieb nach Abschnitt 3.3 können die internen Parameter des Reglers über den Eingang "Clear" auf Null gesetzt werden. Bei dem Betrieb des Beschleunigers mit der vollständigen Phasenregelung ist der Regler zu Beginn des Beschleunigungszyklus gesperrt: der Teilchenstrahl wird im gesteuerten Betrieb gebuncht, d.h. er wird auf das Hochfrequenzsignal am Spalt der Beschleunigerkavität synchronisiert. Überschreitet das vom Phasensensor detektierte Signal eine vorgegebene Schwelle, wird der Regler freigegeben, so daß sich die Signalerzeugung während der nun folgenden Beschleunigung auf den Teilchenstrahl synchronisiert. Für den Phasensprung bei γ -Transition (siehe Kapitel 3) wird der Reglerausgang kurzzeitig, d.h. für ca. 10 μ s, mit dem Steuersignal "Hold" eingefroren, bis die Kavität eingeschwungen ist (siehe auch Bild A.2.1-3).

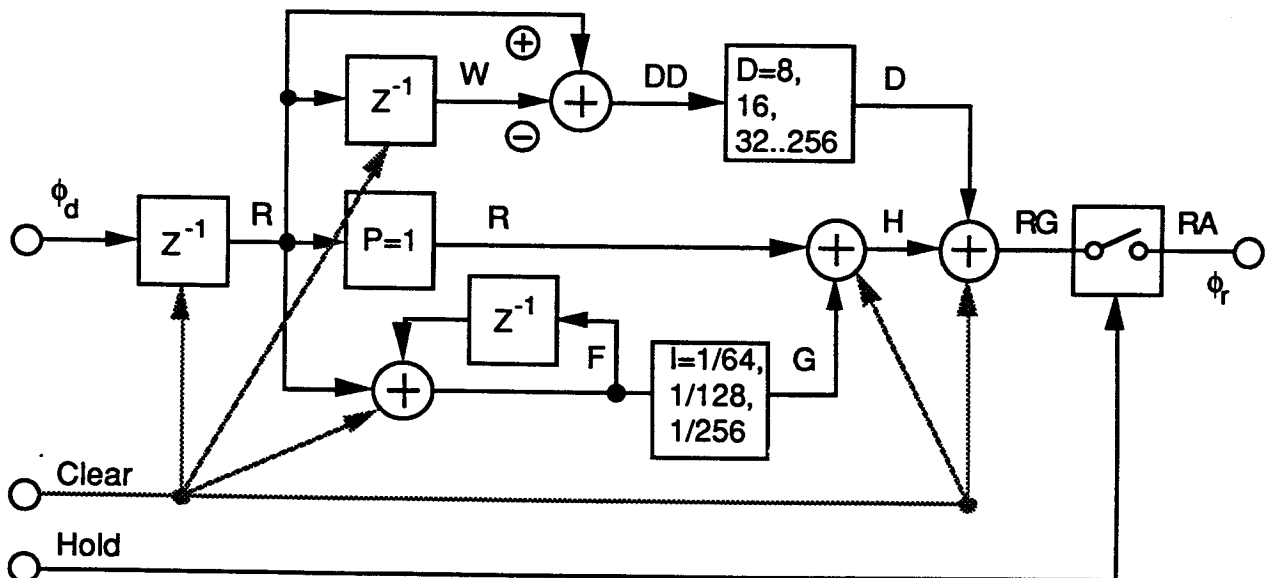


Bild 6.4.11-1: Struktur des digitalen PID-Reglers

Wird dieser Regler mit variablem Takt bis maximal $f_c = 25,6$ MHz betrieben, so eignet er sich für die Phasenregelung des Teilchenstrahls. Wird er mit konstantem Takt $f_c = 20$ MHz betrieben, so kann er für die Kavitätsabstimmung und die Amplitudenregelung eingesetzt werden. Damit dieser Regler in PSPICE simuliert werden kann, muß er in eine geeignete Form umgesetzt werden:

Bei dem Ersatzschaltbild kommen gesteuerte Spannungsquellen zum Einsatz. Deren Name beginnt mit dem Buchstaben "E". Die Anregung des Reglers geschieht über die unabhängige Quelle V_{in} . Die Verzögerungen Z^{-1} werden durch angepaßte Leitungen mit der Laufzeit T_{D1} simuliert.

Da eine an Ein- und Ausgang angepaßte Leitung eine Halbierung der Ausgangsspannung in Bezug auf die Quellenspannung bewirkt, wird dies durch einen Faktor zwei bei den gesteuerten Quellen E_{int} und E_{diff} ausgeglichen.

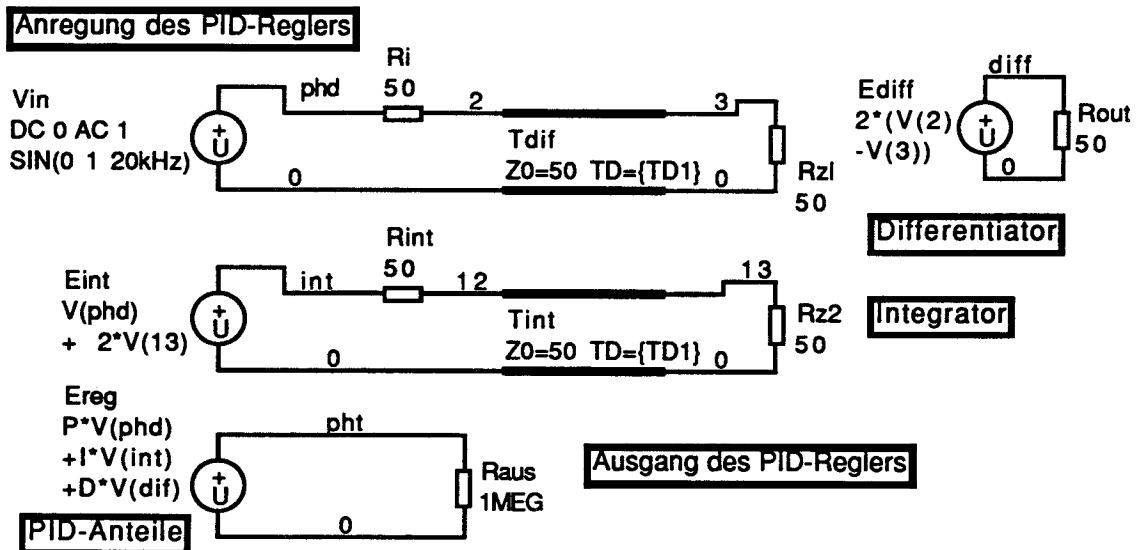


Bild 6.4.11-2: PSPICE-Ersatzschaltbild des Reglers nach Bild 6.4.11-1

Der Bild 6.4.12-2 entsprechende PSPICE-Programmteil zur Simulation des integralen und des differentiellen Regleranteils ist im Anhang A.6.6. abgedruckt. Er wird auch bei der Simulation des vollständigen Phasenregelkreises eingesetzt.

6.4.12. Addierer/Subtrahierer 16 bit

Diese Baugruppe (siehe Bild 6.4.12) führt arithmetische Operationen mit zwei 16 bit breiten Eingangssignalen durch und liefert ein 16 bit Ausgangssignal. Zu den insgesamt 32 verschiedenen Operationen zählen Addition, Subtraktion und Akkumulation, aber auch logische Operationen und Schiebeoperationen. Auf der Doppeleuropakarte können wahlweise die ALUs (Arithmetic Logic Unit) IDT 7381 oder IDT 7383 (siehe [IDT-90]) eingesetzt werden. Diese verarbeiten eine maximale Taktfrequenz von 50 MHz und sind ebenso Bestandteil der digitalen Filter (6.4.8) und der PID-Kompensationsfunktion (6.4.11).

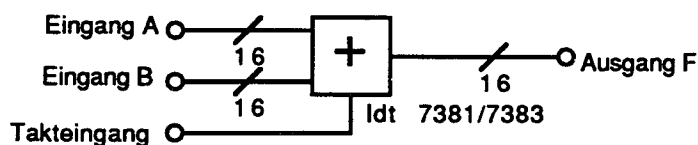


Bild 6.4.12: Blockschaltbild der Addiererkarte

6.4.13. Takterzeugung und Taktverteilung

Eine komplexere Schaltung der digitalen Signalverarbeitung benötigt eine Taktquelle, die alle Operationen synchronisiert. Die Frequenz der Taktquelle f_c muß beim Entwurf der digitalen Baugruppen berücksichtigt werden. Die von einer Teilbaugruppe verursachte Verzögerung muß stets kleiner als die Periodendauer $T_c = 1 / f_c$ der Taktversorgung sein, damit die nächste Baugruppe die Daten sicher übernehmen kann. Ist dies nicht möglich, so muß der Datenfluß aufgetrennt und die Zwischenergebnisse taktsynchronisiert gespeichert werden.

Solange der Taktjitter nicht zu groß wird und die Impulsform des Taktsignals einigermaßen rechteckförmig ist, sind gute Voraussetzungen für eine einwandfrei funktionierende Schaltung gegeben. Um Baugruppen mit verschiedenen Laufzeiten aneinander anpassen zu können, kann bei fast allen entwickelten Leiterplatten der Takteingang invertiert werden (siehe Bild 6.4.13-1).

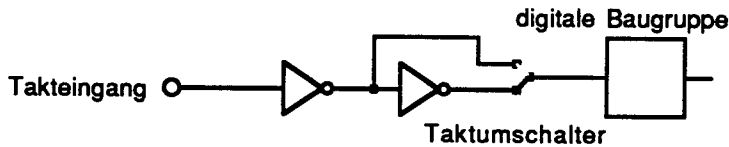


Bild 6.4.13-1: Invertierbarer Takteingang zur Laufzeitanpassung

Höhere Anforderungen an die Taktversorgung werden von AD- und DA-Wandlern gestellt. Jede Abweichung vom idealen Zeitverlauf führt zu Abtastfehlern und damit zu einer verringerten effektiven Auflösung (siehe Bild 5.2-9). Bei der Minimalkonfiguration zur Erzeugung der Beschleunigungsspannung (siehe Abschnitt 7.1) wird ein 40 MHz-ECL-Quarzoszillator eingesetzt. Wie Bild 6.4.13-2 darstellt, wird das Oszillatorsignal zunächst in TTL-Pegel konvertiert und dann dem Interpolator und dem DA-Wandler zugeführt. Ein Flip-Flop teilt das 40 MHz-TTL-Taktsignal auf $f_c = 20$ MHz herunter.

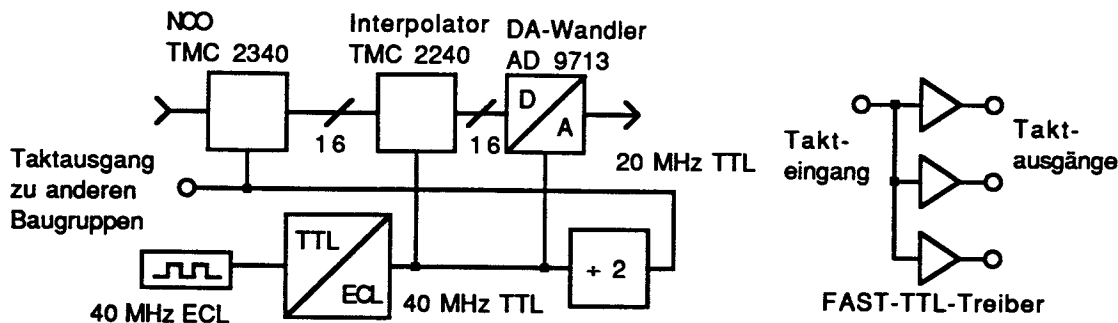


Bild 6.4.13-2: Takterzeugung und Verteilung für $f_c = 20$ MHz = konstant

Dieses Taktsignal wird dann anderen Baugruppen zur Verfügung gestellt. Soll das System erweitert werden, können FAST-TTL-Treiber den Takt verteilen. Werden für diese Verteilung andere Treiber verwendet, die Schaltzeiten > 10 ns aufweisen, so ist die Synchronizität aller Baugruppen nicht mehr garantiert. Die frequenzvariable Taktversorgung ist deutlich aufwendiger, wie Bild 6.4.13-3 zeigt. Ein temperaturkompensierter Referenzoszillator (TCXO) erzeugt ein sinusförmiges Referenzsignal einer Frequenz von 1,024 GHz. Dessen Spektrum nahe dem Träger ist in Bild 6.4.13-4 wiedergegeben. Mit bipolaren Frequenzteilern, die Frequenzen bis zu 2 GHz verarbeiten, wird ein 512 MHz-Signal zur Synchronisation eines schnellen Digitalspeicheroszilloskops und ein differentiell 102,4 MHz-Signal zur Synchronisation der Datenübernahme des verwendeten NCO erzeugt.

Der NCO vom Typ STEL2273 von Stanford Telecom (siehe [STE-90]) kann bis ca. 1,1 GHz Takt betrieben werden. Zur Anwendung kommt ein Evaluationsboard des Herstellers, auf dem auch der 8-bit DA-Wandler vom Typ TriQuint TQ 6114M bereits enthalten ist. Dieser NCO kann bei 1 GHz Takt zur Signalsynthese bis ca. 250 MHz eingesetzt werden. In dieser Anwendung erzeugt er die 64-fache Beschleunigerfrequenz f_a als differentiell sinusförmiges Signal.

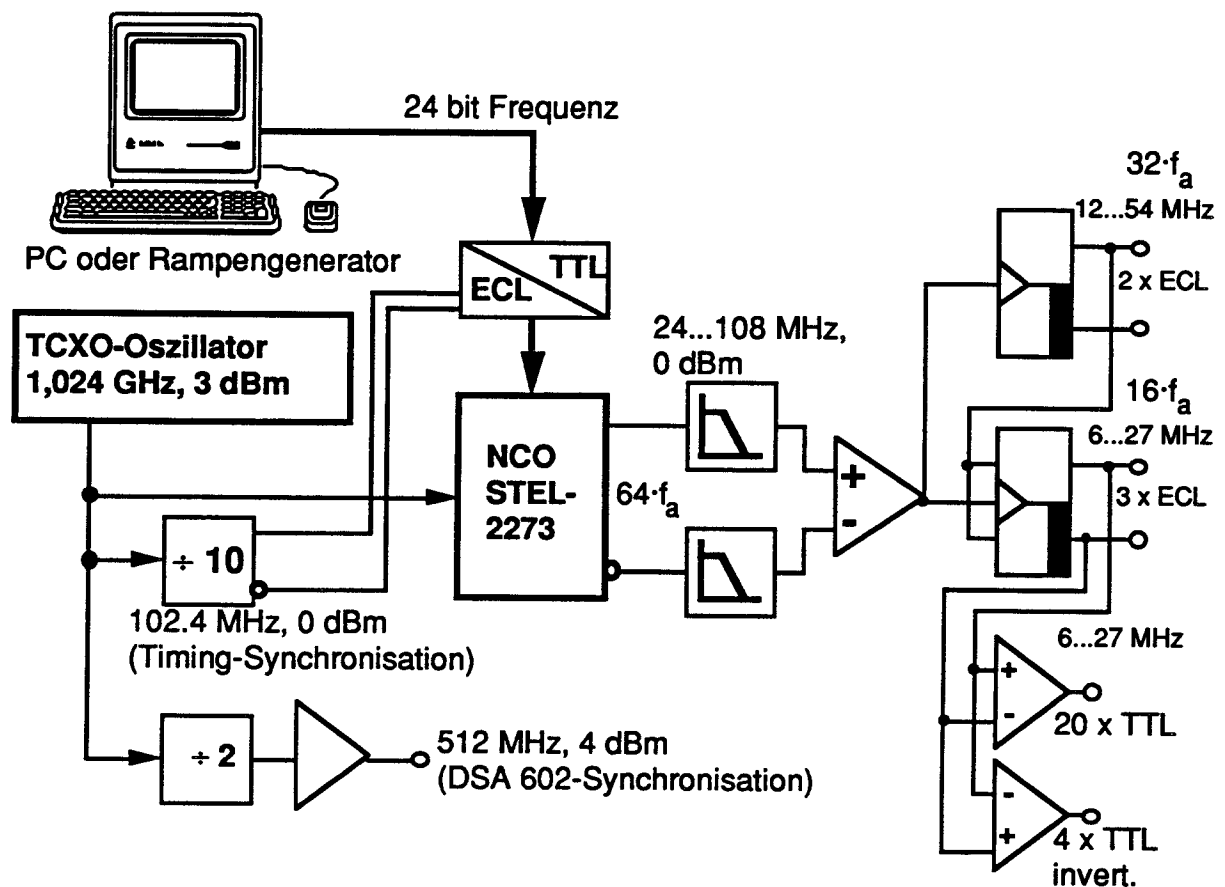


Bild 6.4.13-3: GaAs-NCO (STEL 2273) mit Taktverteilung zur Erzeugung eines differentiellen ECL-Taktes von 12...54 MHz und eines TTL-Taktes von 6...27 MHz (siehe auch [SCH-92b]) als Laborsystem

Die beiden Rekonstruktionsfilter sind in Beispiel 4) von Abschnitt 5.2 dimensioniert. Ein schneller Komparator gewinnt aus dem differentiellen Signal einen ECL-Takt der Frequenz $64 \cdot f_a$. Zwei synchrone ECL-Flip-Flops erzeugen die Taktfrequenz $32 \cdot f_a$ für den ECL-DA-Wandler und phasensynchron dazu die 16-fache Beschleunigerfrequenz f_c für die ECL-AD-Wandler. Diese Taktsignale stehen differentiell zur Verfügung. Der Zeitversatz zwischen den Taktflanken beider ECL-Taktfrequenzen ist typischerweise < 300 ps.

Aus dem ECL-Takt werden mit einem Pegelkonverter und Treibergattern 24 TTL-Taktausgänge bereitgestellt. Vier der Ausgänge sind invertiert, so daß vier differentielle TTL-Taktsignale zur Verfügung stehen. Die Topologie der Taktverteilung ist sternförmig angelegt, so daß die Laufzeitdifferenz zwischen den einzelnen TTL-Ausgängen minimiert wird. Der Versatz zwischen zwei beliebigen, gleich belasteten Anschlüssen ist typisch kleiner als 1 ns. Als Besonderheit steuern niederohmige Treiber die TTL-Taktausgänge an, so daß 50 Ω -Koaxkabel zur Taktverteilung eingesetzt werden, die auf der Seite des Takteingangs der angesteuerten Baugruppe mit 50 Ω gegen Masse abgeschlossen sind. Dies ist konsequent in Hinblick auf die Ausbildung kritischer Signalfade als angepaßte Leitungen nach Abschnitt 6.3. Selbstverständlich ist der NCO mit einem Interface zur digitalen Frequenzvorgabe ausgestattet. Von insgesamt 30 bit werden 24 verwendet, so daß die Beschleunigerfrequenz f_a von 450 kHz bis 1,6 MHz mit ca. 0,1 Hz Auflösung eingestellt werden kann. Diese Konfiguration steuert die Baugruppen nach Abschnitt 7.2 und 7.3 im Laborbetrieb an.

Die Auflösung von ca. $6 \cdot 10^{-8}$ harmoniert mit der zeitlichen Variation der Frequenz des Referenzoszillators von ca. $5 \cdot 10^{-8}$, die in Bild 6.4.13-5 dargestellt ist.

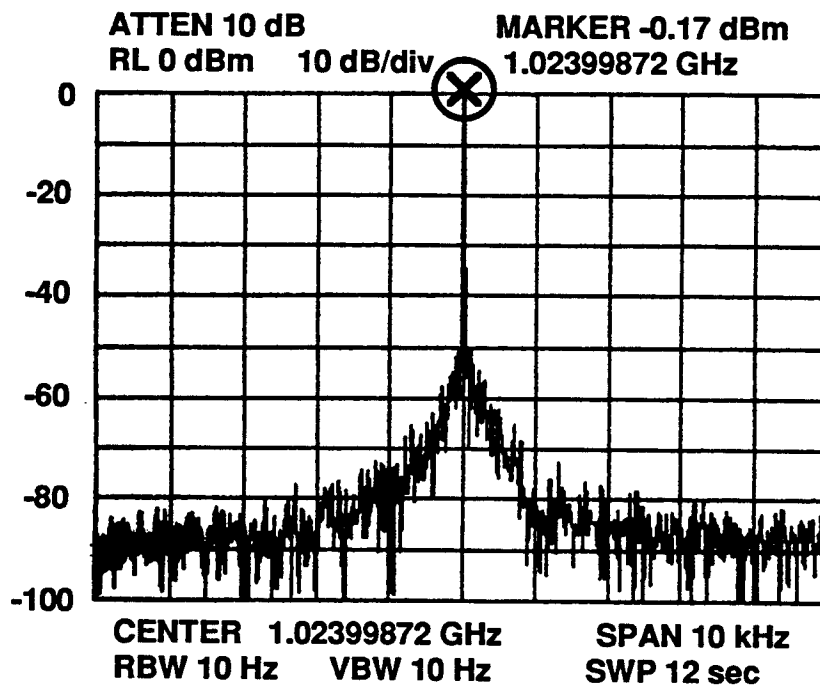


Bild 6.4.13-4: Spektrum des Referenzoszillators

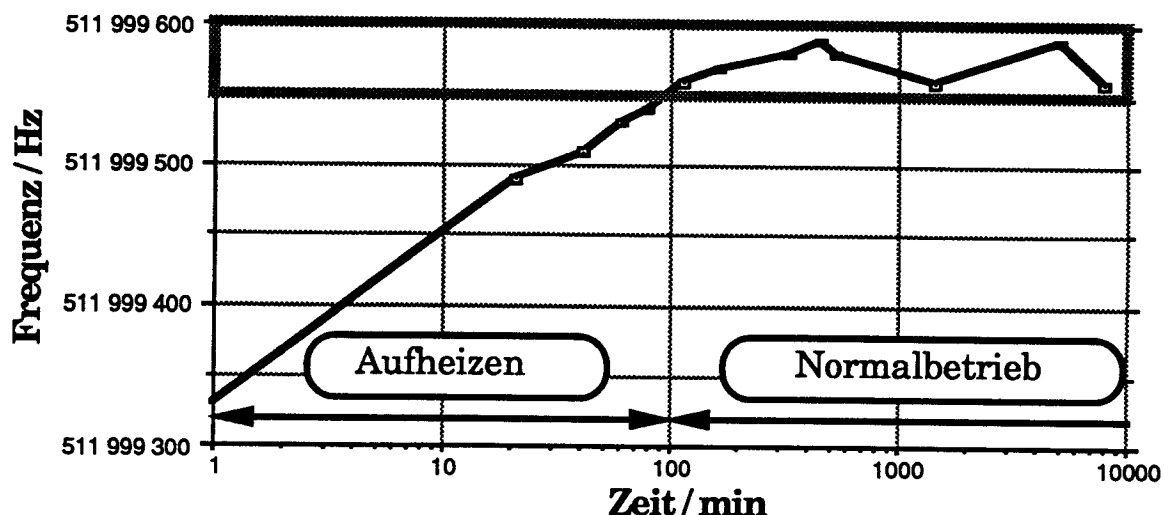


Bild 6.4.13-5: Zeitliche Variation der Frequenz des Referenzoszillators, gemessen am Frequenzteiler durch zwei. Umgebungstemperatur ca. 25°C, Abweichung im eingerahmten Bereich: $\Delta f = \pm 25$ Hz, d.h. $\Delta f / f_0 = \pm 5 \cdot 10^{-8}$

Eine Alternative bietet der NCO SP2002 von Plessey (siehe [PLE-91]). Laut Datenblatt kann er mit bis zu 1,6 GHz Takt betrieben werden, laut Auskunft der Entwickler und Versuche des Autors "schafft" er bei richtiger Wahl des Taktpegels bis zu 2 GHz. Auf dem bipolaren Chip ist auch der 8 bit DA-Wandler integriert. Wie Messungen zeigen, tritt bei dem Stanford-Telecom NCO - betrieben bei 1,024 GHz - ein Störabstand von ca. -47 dBc auf, während der Störabstand bei dem SP2002 NCO - betrieben mit 1,5 GHz ca. - 42 dBc erreicht. In beiden Fällen wird eine Frequenz $64 \cdot f_a \approx 100$ MHz erzeugt.

Dieser Unterschied zeigt allerdings bei Untersuchung des erzeugten Signals der Frequenz f_a keine meßbaren Auswirkungen. Dies ist darauf zurückzuführen, daß die Frequenzteilung um den Faktor 64 zu einer Ausmittelung von Störfrequenzen und kurzzeitigen Fluktuationen beiträgt.

Aufgrund der besseren Integration in die VXI-Umgebung wird der mit einem 1,5 GHz TCXO (siehe [TRA-93]) betriebene NCO SP2002 (siehe Bild 6.4.13-6) zusammen mit der Taktverteilung für die Erzeugung der Beschleunigungsspannung und Phasenregelung am Beschleuniger eingesetzt, während der NCO STEL-2273 als Labor- und Reservesystem dient.

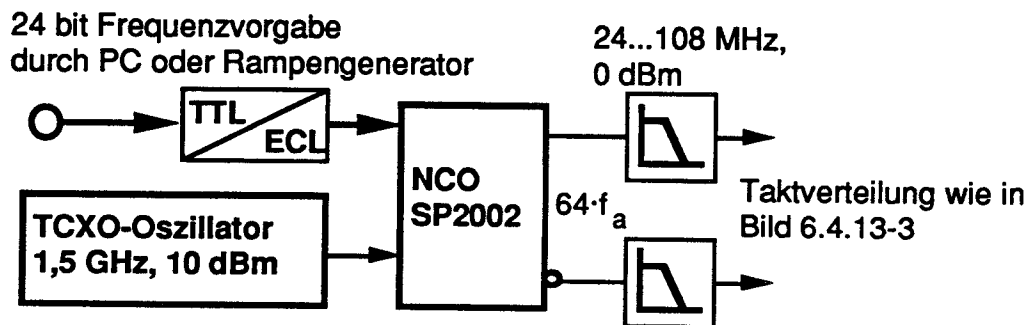


Bild 6.4.13-6: NCO SP2002 als Alternative zum STEL-2273 in Bild 6.4.13-3

6.4.14. Anbindung an Steuerrechner

Die Synchronisierung der Hochfrequenzansteuerung mit den Funktionsgeneratoren der Leittechnik wird durch Handshake-Signale (siehe Bild 6.4.14) gewährleistet. Die Datenübergabe erfolgt im μ s-Raster. Ein Timing-System sorgt dafür, daß alle Funktionsgeneratoren des **Synchrotrons** (die Dipolmagnete mit dem Hochfrequenzsystem) untereinander synchronisiert sind.

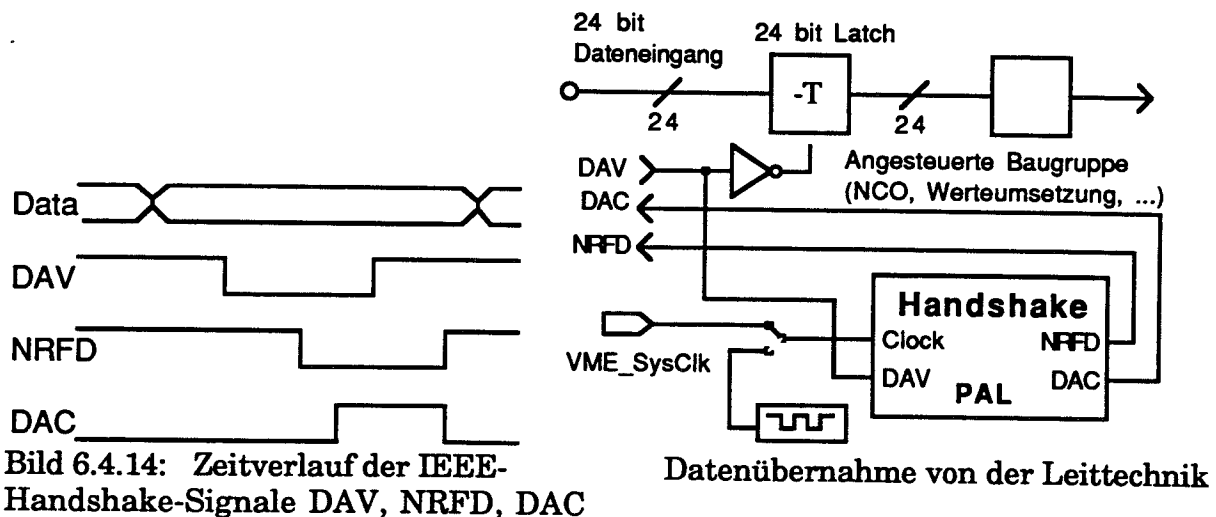


Bild 6.4.14: Zeitverlauf der IEEE-Handshake-Signale DAV, NRFD, DAC

Die Ansteuerung der Komponenten der digitalen Signalerzeugung geschieht mit einer Teilbaugruppe ähnlich Bild 6.4.12-2. Als Datenquelle kann anstatt eines Funktionsgenerators auch eine digitale Ein-/Ausgabekarte für den VME-Bus verwendet werden. Für mobile Prüfzwecke, z.B. zum Einsatz bei anderen Beschleunigern steht ein PC-Interface zur Verfügung, mit der die Baugruppen

über den Druckeranschluß z.B. eines portablen IBM-Kompatiblen angesteuert werden können. Für den Laborbetrieb wird in einem PC eine parallele Schnittstellenkarte für den AT-Bus eingesetzt.

Zusätzlich werden einige der Karten direkt über ein VME-Bus-Interface angesprochen. Bei den digitalen Filtern kann die Stufenanzahl über das VME-Interface eingestellt, bei dem komplexen Multiplizierer ein Koeffizient vorgegeben werden.

Baugruppen, wie AD- und DA-Wandler sind sinnvollerweise nicht in einem VME-Überrahmen, sondern in einem VXI-Überrahmen untergebracht. Der VXI-Standard bietet den Vorteil, daß auch die negative Versorgungsspannung von -5,2 V zur Verfügung steht. Ein spezielles Interface, das die Kommunikationsfunktionen des VXI-Standards nützt, ist allerdings nicht implementiert.

6.4.15. Visualisierung (Amplituden- und Phasenanzeige)

Um einen Eindruck von der gemessenen Phase und der Amplitude zu bekommen, ist es praktisch, wenn diese Meßwerte auf einer numerischen Anzeige in der richtigen Skalierung dargestellt werden. Diese Aufgabe wird von der in Bild 6.4.15 dargestellten Phasen- und Amplitudenanzeige erfüllt. Diese Anzeige kann in drei Betriebsarten angewendet werden:

- 1) Als Amplitudenanzeige wird eine positive 16 bit Integerzahl im Bereich von 0 bis + 65535 auf der fünfstelligen Anzeige als Dezimalzahl ausgegeben.
- 2) Als Phasenanzeige für positive Darstellung wird einem positiven 16 bit Phasenwert aus dem Wertebereich 0 bis + 65535 eine dezimale Phasenanzeige im Bereich von 0,00° bis 359,99° zugeordnet.
- 3) Als Phasenanzeige für vorzeichenbehaftete Darstellung wird einem 16 bit Phasenwert im Zweierkomplement aus dem Wertebereich -32768, ..., 0, ..., + 32767 eine dezimale Phasenanzeige im Bereich von -180°, ..., 0,00°, ..., 179,99° zugeordnet.

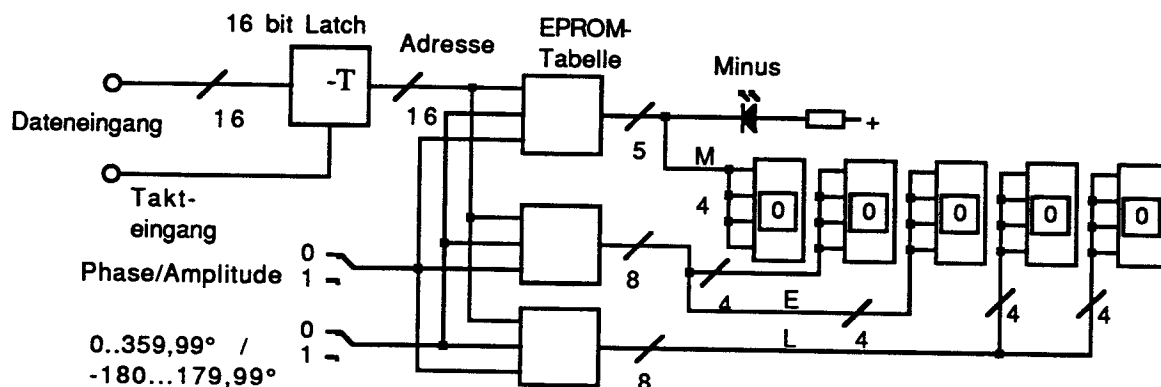


Bild 6.4.15: Phasen- und Amplitudenanzeige

In dem folgenden Kapitel werden die hier vorgestellten Baugruppen zu unterschiedlichen Systemen für die Signalerzeugung, die Phasenmessung und die Phasenregelung verknüpft.

7. Gesteuerter und geregelter Betrieb

Für die Systeme der digitalen Signalerzeugung, Phasenmessung und Phasenregelung sind verschiedene Ausbaustufen vorgesehen. Ein Teil der realisierten Systeme gelangt direkt am Beschleuniger zum Einsatz. Die anderen Konfigurationen werden als Laborsysteme zu Messungen verwendet.

7.1. Gesteuerter Betrieb mit konstantem Takt

In Bild 7.1-1 ist die Konfiguration gezeigt, die einerseits portabel für erste Tests mit der Kavität in Saclay (Frankreich) eingesetzt wurde und die andererseits den gesteuerten Betrieb bei COSY ermöglicht. Ohne den DA-Wandler für die Amplitudenvorgabe wird das für COSY entwickelte System auch für die HF-Ansteuerung des Beschleunigers TSR in Heidelberg eingesetzt.

In einem VME-Überrahmen sind folgende Einzelkomponenten untergebracht:

- ein "langsamer" 12 bit DA-Wandler für die Vorgabe des Amplitudensollwertes
- ein NCO (siehe 6.4.3) zur Signalerzeugung
- eine Umsetzkarte (siehe 6.4.6) um $\Delta\phi$ in $\sin(\Delta\phi)$ und $\cos(\Delta\phi)$ umzuwandeln
- ein komplexer Mischer (siehe 6.4.5) als Phasenschieber
- ein schneller 12 bit DA-Wandler (siehe 6.4.2) mit Interpolator.

Die Frequenz kann im Bereich von ca. 100 kHz bis 8 MHz mit 24 bit Wortbreite vorgegeben werden. Die untere Frequenz ist durch einen HF-Transformator zur galvanischen Trennung vorgegeben. Der mit einem festen Takt von 20 MHz betriebene NCO bestimmt die obere Frequenzgrenze. Die Leittechnik oder ein PC übergibt die Informationen über Frequenz, Phase und Amplitude als digitale Datenwörter. Ein komplexen Mischer als Phasenschieber stellt die Phase ein. Die Frequenzauflösung beträgt ca. 1,19 Hz und die Frequenzgenauigkeit ca. 1 Hz bei $f_a = 1$ MHz Signalfrequenz.

Der mit einem Spektrumanalysator ermittelte Störabstand ist bei einem ganzzahligen Verhältnis von Abtastfrequenz zu Signalfrequenz am höchsten.

Der Störabstand beträgt ca.:

60 dBc	für $f_a = f_c / 32 = 625$ kHz und $f_a = f_c / 16 = 1,25$ MHz
55 dBc	für beliebige Frequenzen: $f_a = 400$ kHz...2 MHz
50 dBc	für beliebige Frequenzen: $f_a = 2$ MHz...7,5 MHz

Die Vorgabe einer Phaseninformation im gesteuerten Betrieb während der Beschleunigung ist nur für den Phasensprung beim Kreuzen der Transitionsenergie notwendig. Ansonsten orientiert sich der Teilchenstrahl von selbst so, daß er im Mittel in der richtigen Phasenbeziehung zur beschleunigenden Hochfrequenzspannung umläuft. Die bei diesen Ausgleichsvorgängen auftretenden Synchrotronschwingungen verringern die Lebensdauer des Teilchenstrahls, bzw. die Anzahl der mitbeschleunigten Teilchen.

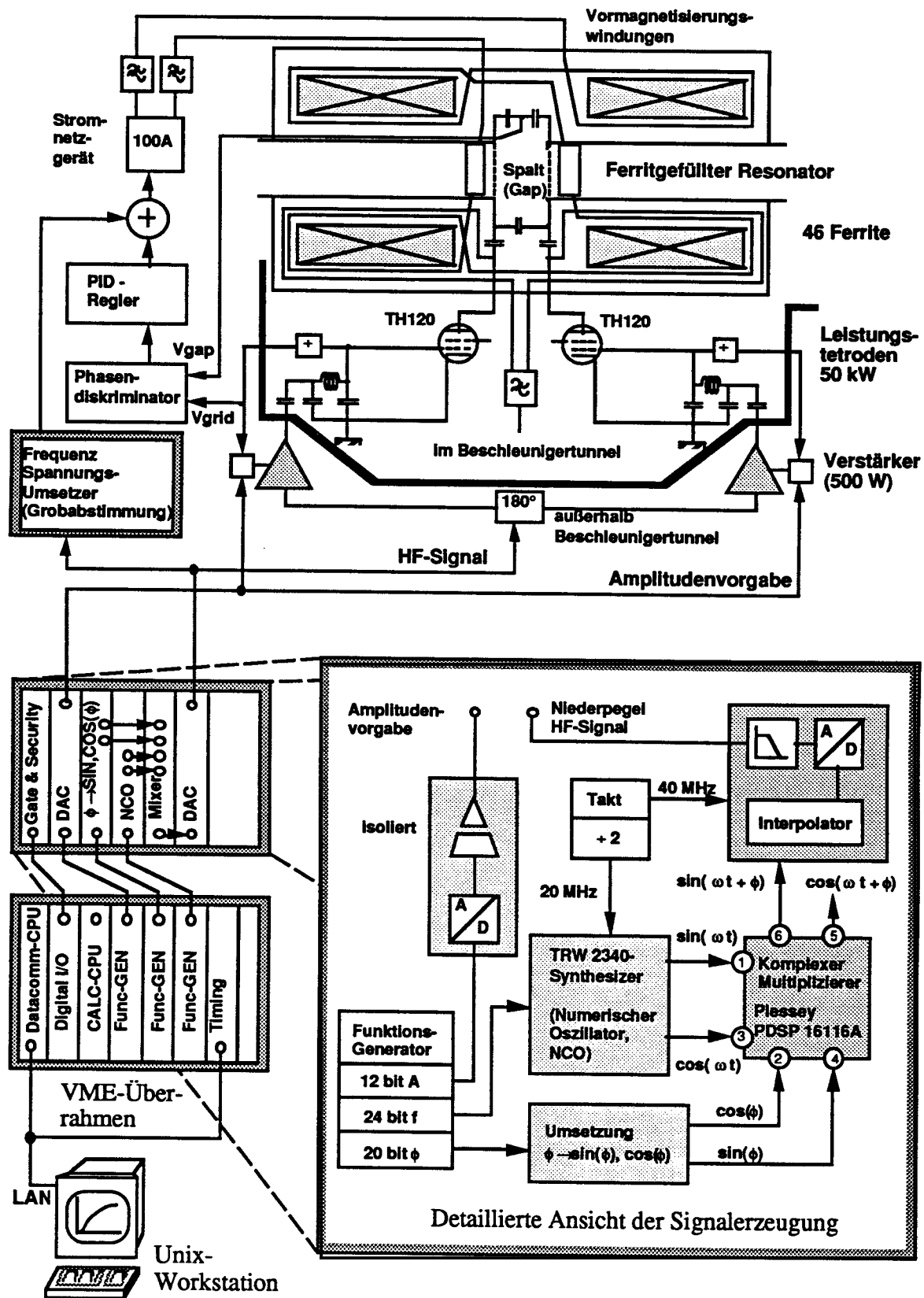


Bild 7.1-1: Gesteuerter Betrieb des COSY-Hochfrequenz-Systems mit konstantem Takt $f_c = 20 \text{ MHz}$

7.2. Gesteuerter Betrieb mit variablem Takt

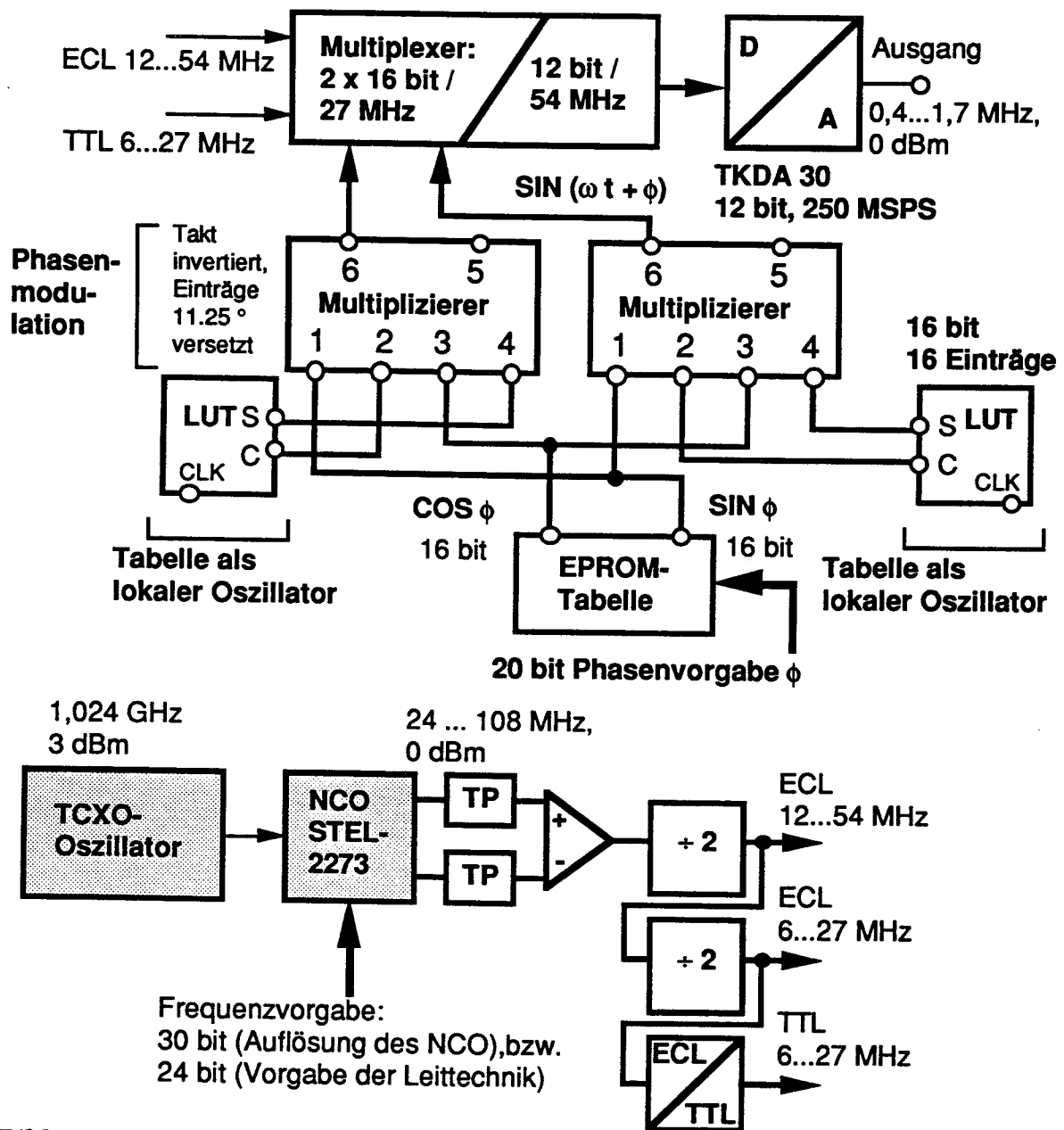


Bild 7.2-1: Signalerzeugung mit variablem Takt als Laborsystem

Die Baugruppe in Bild 7.2-1 ist ein Teil des vollständigen Regelsystems nach 7.5 und beschreibt den gesteuerten Betrieb mit variablem Takt mit deaktiviertem Regler. Die Signalerzeugung erfolgt durch das Zusammenwirken der Takterzeugung, die die Frequenz und die Frequenzgenauigkeit bestimmt, mit der digitalen Signalverarbeitung im oberen Teil von Bild 7.2-1, die die aus digitalen Abtastwerten die geforderte phasenmodulierbare Sinusschwingung der Frequenz f_a erzeugt. Abschnitt 6.4.13 beschreibt das Prinzip der Takterzeugung. Da der DA-Wandler mit der Frequenz $32 \cdot f_a$ getaktet werden soll, alle anderen digitalen Komponenten aber nur mit 16-facher Signalfrequenz arbeiten, sind zwei Wertetabellen mit je 16 Abtastwerten einer Sinus-Funktion und einer um

11,25°, also um einen halben Takt, verschobenen Sinus-Funktion vorgesehen, die ein Multiplexer zu einem Datenstrom mit der gewünschten doppelten Abtastrate verschachtelt. Die Phase des Ausgangssignals verschieben zwei komplexe Multiplizierer (siehe Bild 6.4.5-3). Zu diesem Zweck liefern die Tabellen zusätzlich die Abtastwerte einer Cosinusfunktion und die um 11,25° verschobene Funktion, also insgesamt zwei Paar Quadratursignale.

Der Jitter des erzeugten analogen Signals wird gemessen, indem ein Speicheroszilloskop auf "unendliche" Nachleuchtdauer gestellt wird. Nach genügend langer Zeit wird dann die Breite der überlagerten Signalspuren ausgewertet. Diese Messung ist von den Eigenschaften des verwendeten Oszilloskops abhängig; Der Abtastjitter des hier verwendeten DSA 602 ist mit 5 ps spezifiziert. Der bei einer Signalfrequenz $f_a \approx 1$ MHz zu ca. 200 ps ermittelte Jitter entspricht einer Phasenvariation des analogen Ausgangssignals um ca. 0,07°. Die spektrale Verteilung eines analogen Ausgangssignals der Frequenz $f_a = 1,249998$ MHz ist in Bild 7.2-2 wiedergegeben. Man erkennt ein sehr "sauberes" Ausgangsspektrum mit einem Störabstand von 70 dBc. Dies entspricht der theoretischen Erwartung in Kapitel 5.2. In Bild 7.2-3 wird das Spektrum nahe dem Trägersignal ausgemessen.

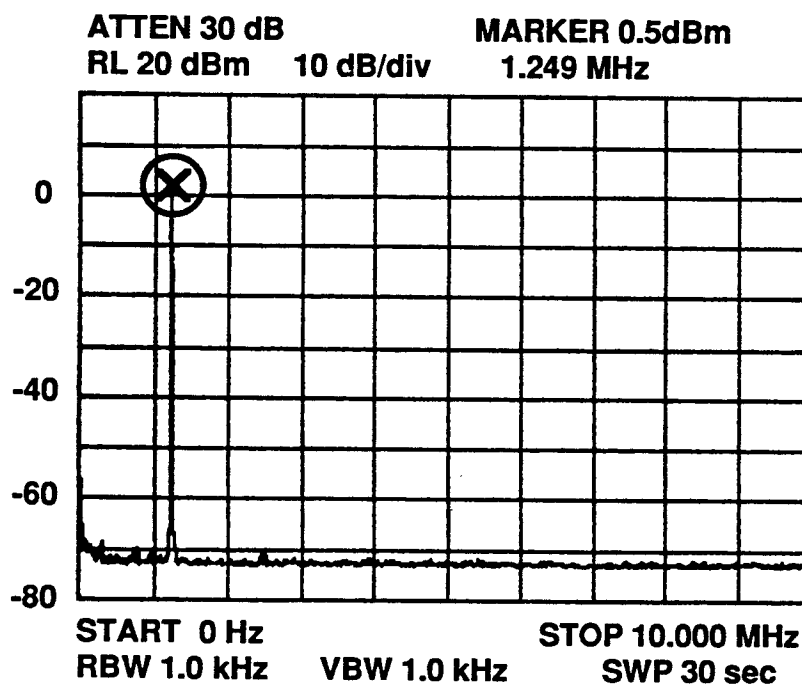


Bild 7.2-2: Typisches Spektrum bei der Signalerzeugung mit variablem Takt

Das Spektrum in Bild 7.2-3 könnte das Phasenrauschen des Ausgangssignals charakterisieren. Leider weisen die Mischer und Oszillatoren in einem Spektrumanalysator selber ein gewisses Phasenrauschen auf. Da der wesentliche Kurvenverlauf auch bei anderen Signalquellen auftritt, muß man bei diesem Bild davon ausgehen, daß das Rauschen des Analysators mitgemessen wird. Das heißt mit anderen Worten, daß das Phasenrauschen des erzeugten Signals kleiner ist, als das gezeigte Spektrum vermuten läßt. Nach [BOU-80] reduziert das Phasenrauschen der Beschleunigungsspannung die Lebensdauer des Teilchenstrahls. Weitergehende Untersuchungen [SHI-92] zeigen, daß sich besonders das Phasenrauschen im Bereich der Synchrotronseitenbänder um die

Beschleunigerfrequenz negativ auf die Strahllebensdauer auswirkt. Das oben angeführte Spektrum und auch die bisherige Erfahrung aus dem Betrieb an COSY zeigen, daß diese Schwierigkeiten durch die Verwendung der digitalen Signalsynthese erfolgreich vermieden werden.

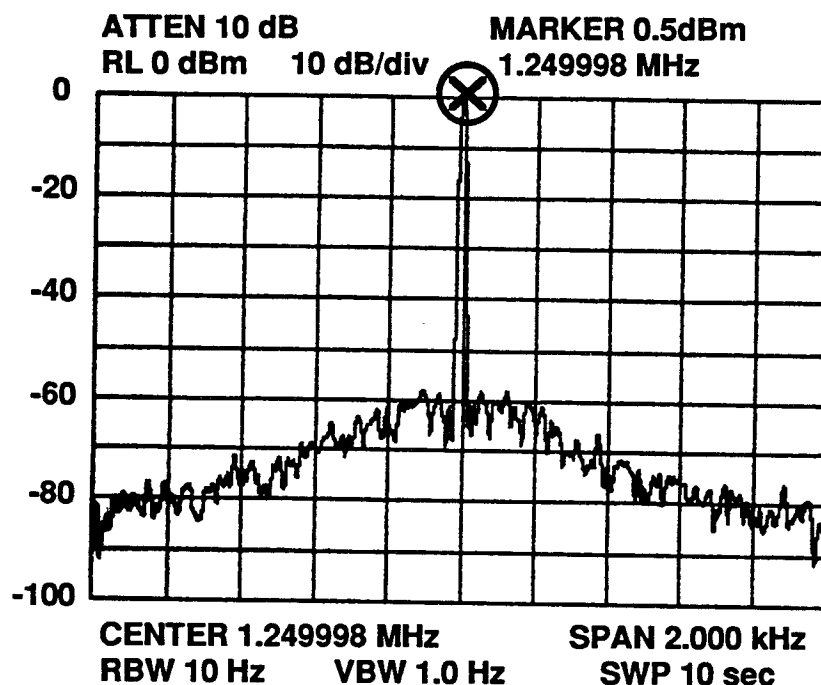


Bild 7.2-3: Vergrößerte Darstellung des Frequenzbereiches um den Träger gegenüber Bild 7.2-2

7.3. Phasenmessung mit festem Takt

In Bild 7.3-1 ist der Aufbau einer Phasenmeßeinrichtung nach Bild 5.3-8 angegeben. Zu Testzwecken erzeugt ein zusätzlicher DA-Wandler ein phasenstarr mit dem lokalen Oszillator verkoppeltes Signal der Frequenz f_a , das auf ein Testobjekt DUT¹ mit Amplitudengang $A(f)$ und Phasengang $\phi(f)$ gegeben wird. Die vom AD-Wandler digitalisierte Antwort der untersuchenden Baugruppe wird mit dem lokalen Oszillator gemischt. Die Tiefpaßfilter (siehe 6.4.8) unterdrücken die spektralen Komponenten bei der Frequenz $2 \cdot f_a$ und der Koordinatentransformer ermittelt schließlich die Amplitude $A(f)$ und die Phase $\phi(f)$.

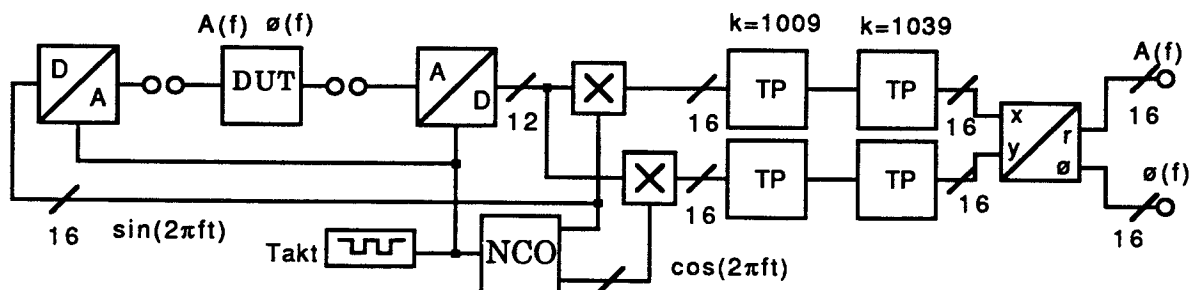


Bild 7.3-1: Phasenmessung mit konstantem Takt $f_c = 20$ MHz

¹ DUT: Device Under Test

Die beiden Tiefpaßfilter weisen zusammen eine Impulsantwort von ca. 2000 Takten auf, so daß sie bei $f_c = 20$ MHz Takt nach ca. $100 \mu\text{s}$ eingeschwungen sind. Dies zeigt Auswirkungen, wenn die Signalfrequenz verändert wird. Die Frequenzrampe von COSY besitzt eine maximale Steilheit von:

$$\frac{df}{dt} = \frac{4 \text{ MHz}}{s} \quad (7.3-1)$$

Bei einem angenommenen Phasengang des analogen HF-Systems von COSY:

$$\frac{d\phi}{df} = \frac{180^\circ}{\text{MHz}} \quad (7.3-2)$$

verändert sich die Phase während der Beschleunigung um:

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{d\phi}{df} \cdot \frac{df}{dt} = \frac{720^\circ}{s}, \quad (7.3-3)$$

so daß die Einschwingzeit der Filter von $100 \mu\text{s}$ einer Phasenänderung um $0,072^\circ$ entspricht. Der große Vorteil eines digitalen Meßverfahrens mit FIR-Filtern ist, daß das Meßergebniss nach endlicher Zeit mit bekanntem Meßfehler eingeschwungen ist. Das in Bild 7.3-1 vorgestellte Meßprinzip dient dazu, Korrekturwerte für eine Phasenkorrektur nach Bild 6.4.6-3 zu ermitteln oder z.B. den Phasengang der analogen Vorverstärker nach 4.1 auszumessen. Die Genauigkeit der Phasendetektion wird überprüft, indem sie mit einer Vorgabe gekoppelt wird, bei der ein PC mit Hilfe des Programms **ATauswrt.pas** (siehe A.6.3) die Phase einstellt.

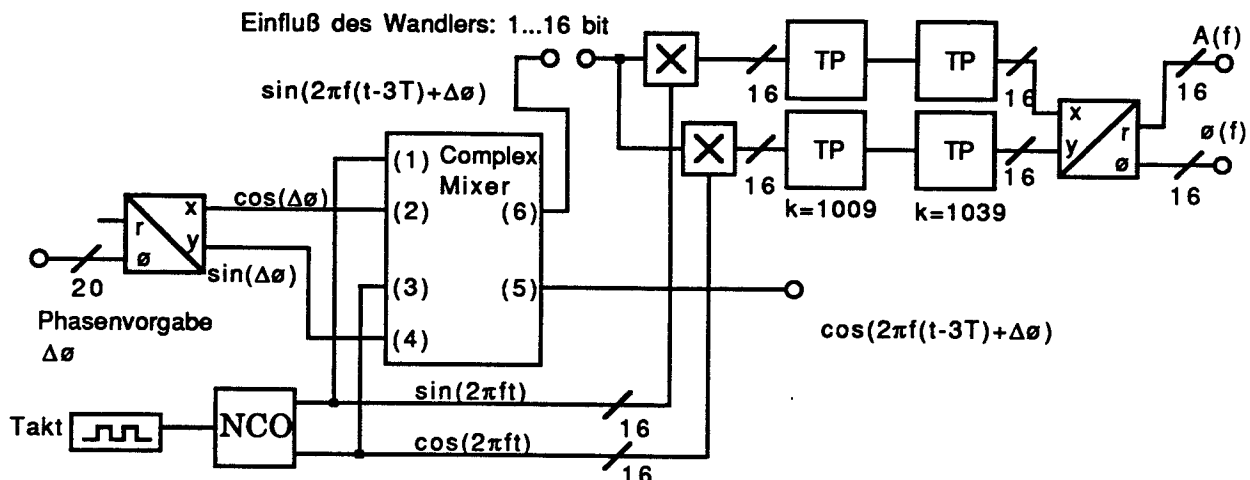


Bild 7.3-2: Meßaufbau zur Ermittlung der Genauigkeit der Phasenmessung mit konstantem Takt

Bei der in Bild 7.3-2 gezeigten Anordnung wird die Wortbreite des so definierten Übertragungskanal variiert und der Einfluß eines nicht optimal ausgesteuerten AD-Wandlers auf die Meßgenauigkeit ermittelt. In Bild 7.3.3 ist die Genauigkeit der Phasenmessung bei einer angenommenen Wortbreite des Wandlers von 12 bit und einer Wortbreite der Multiplizierer von 16 bit in Abhängigkeit von der gemessenen Phase und der Signalfrequenz aufgetragen. Diese Schaltung wird zum Vergleich mit dem TurboPascal-Programm **sim20ph4.pas** (A.6.1) simuliert. Bei der Simulation wird einerseits angenommen, daß der Multiplizierer die gleiche Wortbreite N_{MU} aufweist wie der AD-Wandler mit N_{AD} . Diese Ergebnisse werden verglichen mit einer Simulation bei der N_{AD} variiert wird und $N_{MU} = 16$ konstant bleibt.

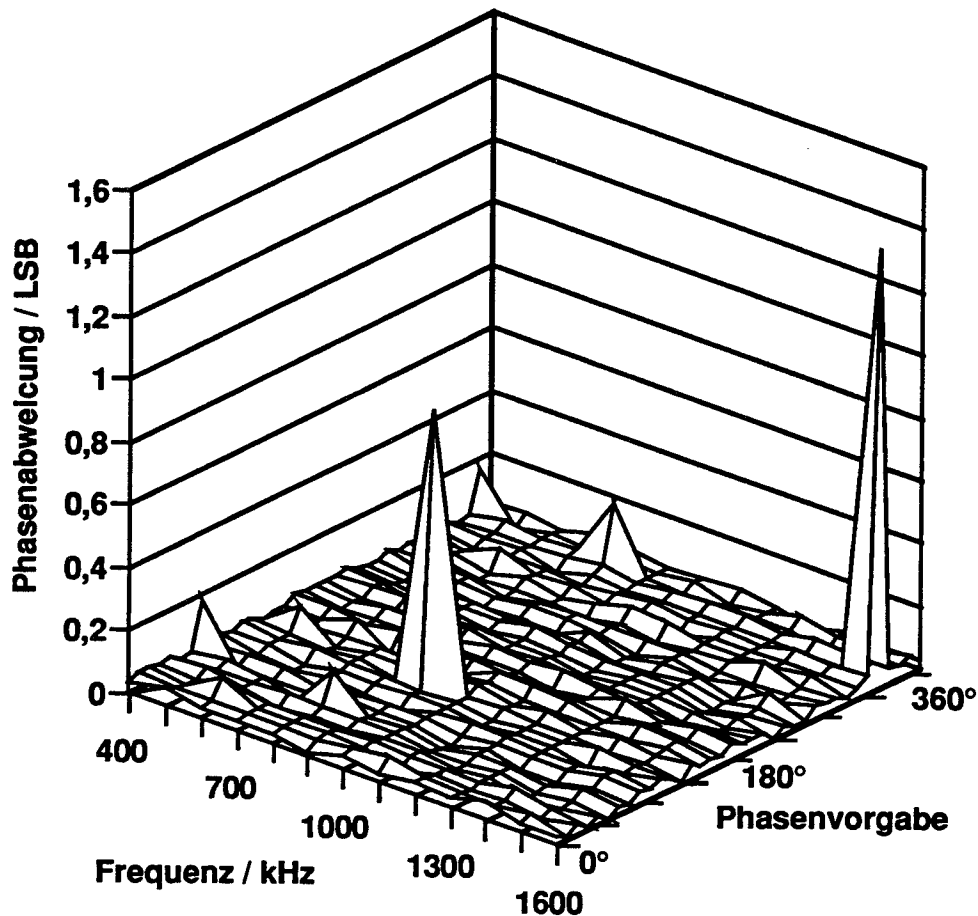


Bild 7.3-3: Meßgenauigkeit der Phasenmessung mit konstantem Takt. Pro Meßpunkt erfolgten 1000 Messungen. Annahme: AD-Wandlergenauigkeit $N_{DA} = 12$ bit, Wortbreite Multiplizierer $N_{MU} = 16$ bit, $1 \text{ LSB} \Leftrightarrow 0,0055^\circ$

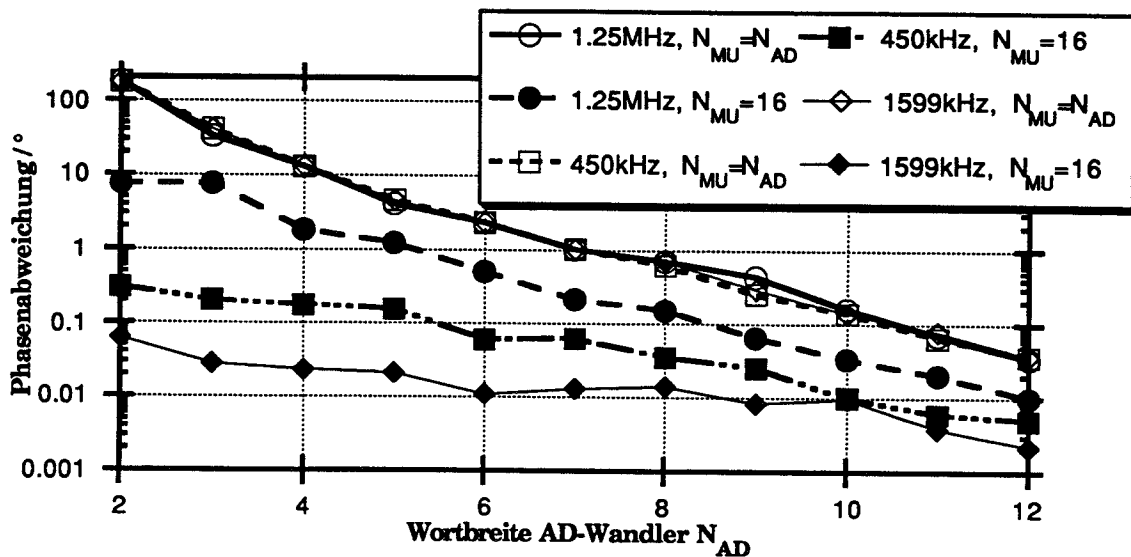


Bild 7.3-4: Ergebnisse der Simulation für verschiedene Signalfrequenzen f_a

Die Simulationsergebnisse in Bild 7.3-4 zeigen charakteristische Abhängigkeiten. Die Genauigkeit der Phasenmessung ist nahezu frequenzunabhängig, wenn die Wortbreite des Multiplizierers N_{MU} mit der des AD-Wandlers N_{AD}

übereinstimmt. Wird die Wortbreite des Multiplizierers mit 16 bit festgelegt und allein die Wortbreite des AD-Wandlers modifiziert, so wird die Phasenabweichung frequenzabhängig. Die Kombination $f_a = 1,25 \text{ MHz} = f_c / 16$ mit einer Multipliziererwortbreite von 16 bit stellt den absolut ungünstigsten Fall dar, ist aber dennoch deutlich besser als die Wahl $N_{\text{MU}} = N_{\text{AD}}$.

Mit diesen Ergebnissen garantiert eine Multipliziererwortbreite N_{MU} , die um ca. 2 bis 4 bit höher ist als die Wortbreite des AD-Wandlers N_{AD} , eine minimale Phasenungenauigkeit. Bild 7.3-3 bestätigt diese Ergebnisse für eine Multipliziererwortbreite von 16 bit unter Verwendung eines 12 bit AD-Wandlers. Man erkennt Spitzen, die die Grenzen der Phasenauflösung mit ca. $0,01^\circ$ markieren. Die Phasenabweichung in LSB^2 , d.h. in Schritten des niederwertigsten Datenbit, bezieht sich auf die 16 bit Auflösung des Phasenausgangs des Koordinatentransformers. Die Phasenvorgabe erfolgt mit 20 bit Genauigkeit.

Die hier vorgestellte Meßanordnung ist nur bedingt für die Strahlteilchenphasenregelung geeignet, da die verwendeten Tiefpaßfilter als Bestandteil des Regelkreises die nötige Bandbreite und die Phasenreserve einschränken.

Mit dieser Anordnung lassen sich jedoch die bisherigen analogen Regelkreise zur Kavitätsabstimmung (siehe 2.3) und zur Amplitudenkontrolle durch digitale Ausführungen ersetzen. Bei kleinen Amplituden der Beschleunigungsspannung beeinflussen sich die analogen Regler gegenseitig, so daß Amplitude und die Phase der Spannung am Beschleunigungsspalt "wackeln".

Als erster Schritt der digitalen Kavitätsnachrüstung ist eine Meßvorrichtung nach Bild 7.3-5 installiert, die die Amplitude der Beschleunigungsspannung und die aktuelle Verstimmung der Kavität angibt. Es ist möglich, diese Baugruppe jeweils für die linke und die rechte Kavitätshälfte zu implementieren, und dann z.B. den arithmetischen Mittelwert beider Amplituden- und Phasenmessungen zu bilden, um das Verhalten der Kavität genauer zu erfassen.

Bild 7.3-8 veranschaulicht die Verschaltung der Baugruppe nach Bild 7.3-5 mit der Signalerzeugung nach Bild 7.1-1. Dieses Meßverfahren wird auch in Verbindung mit der kompletten Phasenregelung nach 7.5 mit variablem Takt beibehalten. In diesem Fall sorgt eine Korrekturtabelle nach 6.4.6 für die Umsetzung der Frequenzinformation des 1,5 GHz NCO für den TRW-2340 NCO.

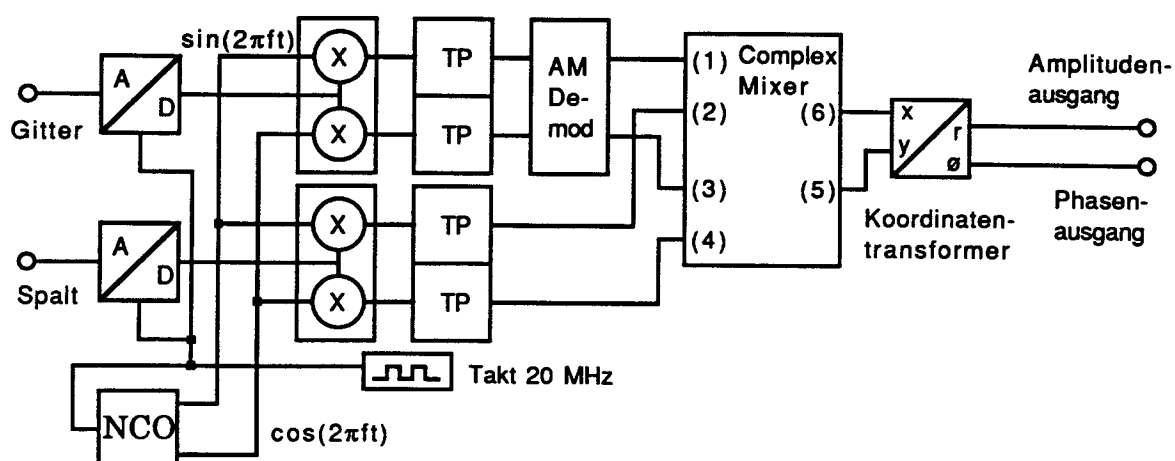
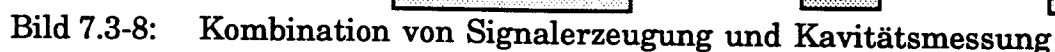


Bild 7.3-5: Digitale Meßeinrichtung für die Abstimmung der Kavität und die Amplitudenkontrolle

² LSB: Least Significant bit = bit niedrigster Wertigkeit

Statt der Kombination aus DA-Wandler und analogem PID-Regler kann auch der digitale PID-Regler nach Abschnitt 6.4.11, gekoppelt mit einem DA-Wandler verwendet werden. Mit der Meßvorrichtung nach Bild 7.3-5 wird der digitale Regelkreis für die Amplitudenstabilisierung ähnlich Bild 7.3-7 realisiert. Eine digitale Realisierung der Kavitätsabstimmung zeigt Bild 7.3-6.



7.4. Phasenmessung mit variablem Takt

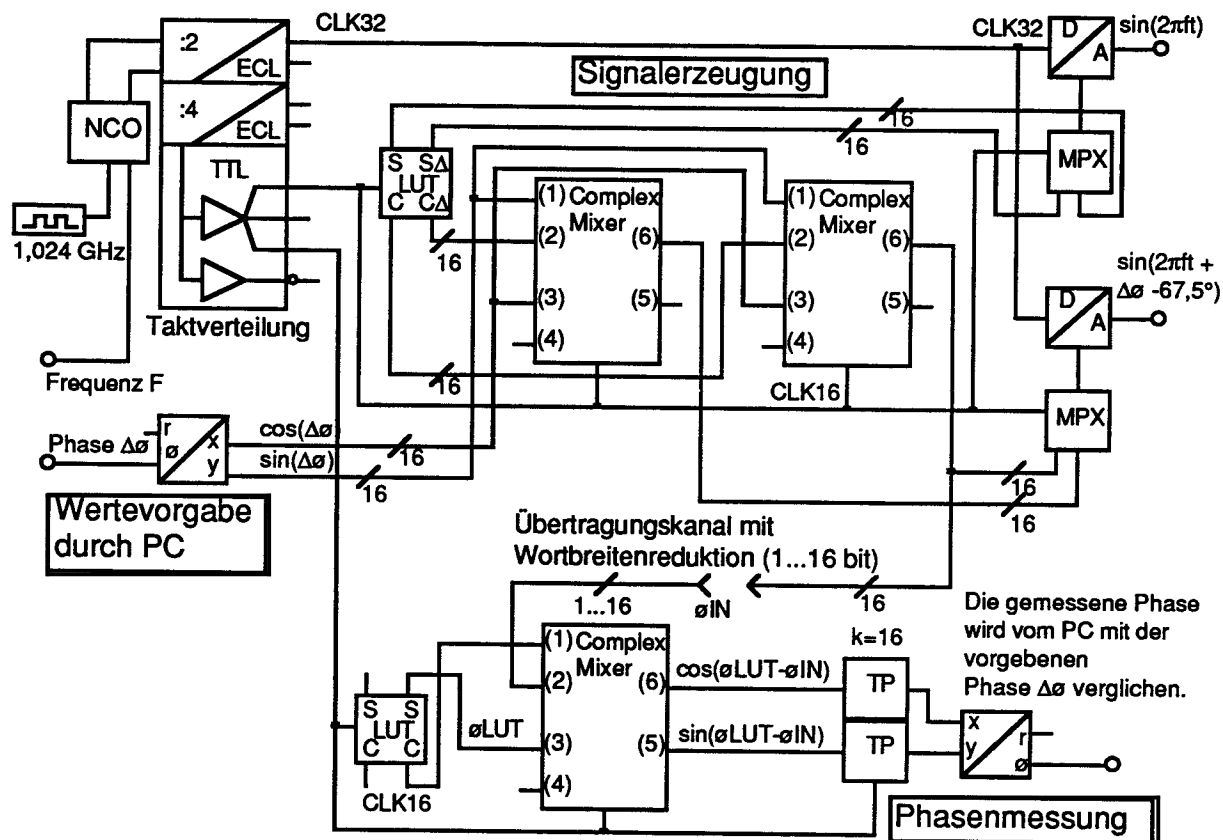


Bild 7.4-1: Signalerzeugung und Phasenmessung mit variablem Takt. Alle 3 Multiplizierer nutzen den Hilbert-Transformer mit 90°-Phasenversatz.

Für die Phasenmessung mit variablem Takt wird das in Bild 5.3-9 gezeigte Prinzip angewendet. Genauso wie bei der Phasenmessung mit konstantem Takt wird die Genauigkeit der Phasenmessung abhängig von der Aussteuerung des AD-Wandlers einerseits durch ein TurboPascal-Programm (`simvar.pas`, siehe Anhang A.6.2) simuliert und andererseits durch einen Übertragungskanal variabler Wortbreite mit dem Laborsystem in Bild 7.4-1 ausgemessen. Das Programm `AT_2STEL.pas` (A.6.4) steuert den Ablauf der Messung. Die Signalerzeugung erfolgt wie in Bild 7.2-1.

Das Diagramm 7.4-2 als Auswertung der Messung nach Bild 7.4-1 bestätigt, daß die Genauigkeit der Phasenmessung mit variablem Takt - wie zu erwarten - frequenzunabhängig ist. Die Phasenabweichung ist auf die 16 bit Wortbreite des Koordinatentransformers bezogen, wobei ein LSB etwa $0,0055^\circ$ entspricht.

Die verwendeten FIR-Filter bilden einen gleitenden Mittelwert über $k = 16$ Abtastwerte und bewirken, daß die Phasenwerte bereits nach 16 Takten, also nach einer Periode des ausgemessenen Signals, eingeschwungen sind. Dies stellt die nötige Bandbreite und Phasenreserve für die erfolgreiche Strahlteilchenregelung zur Verfügung.

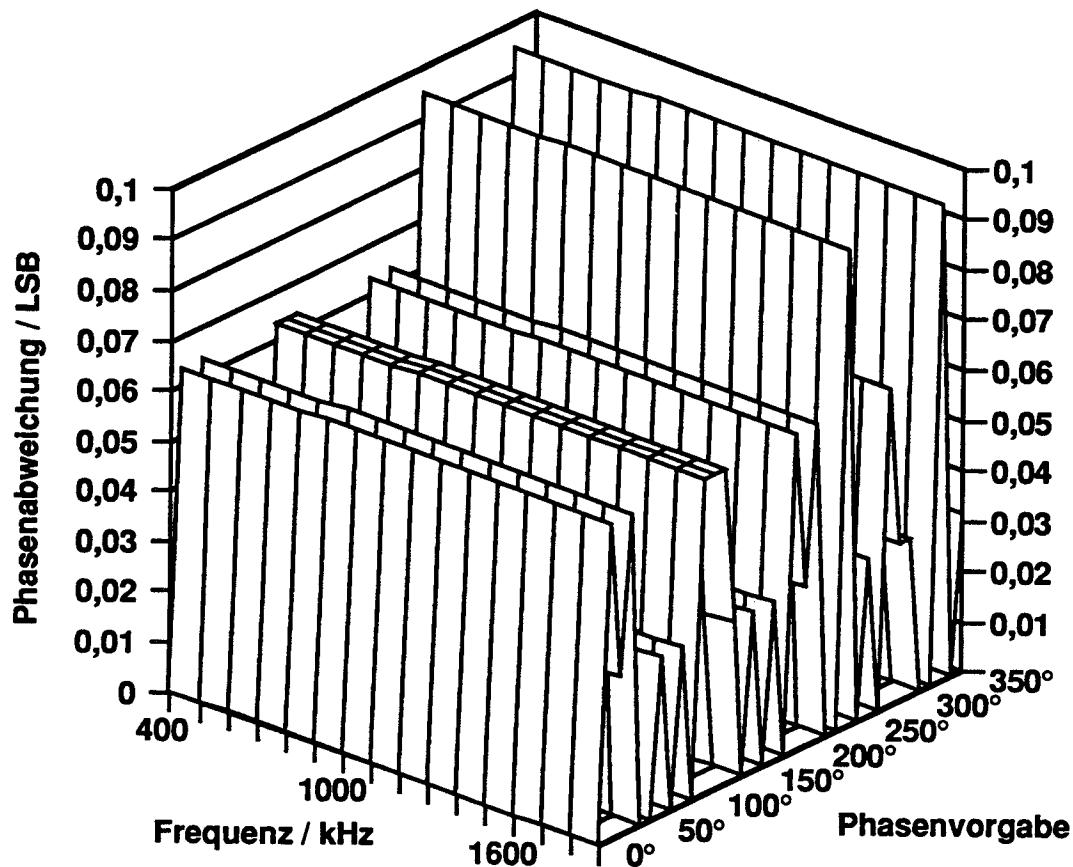


Bild 7.4-2: Gemessene Genauigkeit der Phasenmessung mit variablem Takt für einen 12 bit AD-Wandler in Verbindung mit 16 bit Multiplizierern

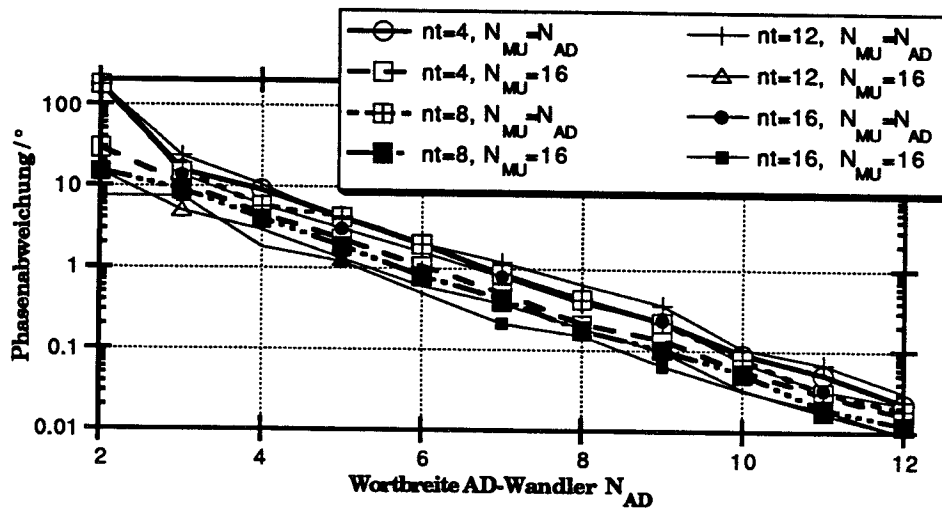


Bild 7.4-3: Simulationsergebnisse der Phasenmessung mit variablem Takt, n_t ist der Faktor zwischen Takt- und Signalfrequenz: $f_c = n_t \cdot f_a$

Aus dem Simulationsergebnis in Bild 7.4-3 folgt, daß sowohl der Wandler als auch die verwendeten Multiplizierer eine möglichst große Wortbreite haben sollen. Zusätzlich wird die Überabtastung, der Faktor n_t zwischen Taktfrequenz f_c und Signalfrequenz f_a mit $f_c = n_t \cdot f_a$ variiert. Der Faktor $n_t = 16$ bedingt zusammen mit einer Multipliziererwortbreite $N_{MU} = 16$ bit die geringste Phasen-

abweichung. Diese Kombination stellt das Optimum dar, da die verwendeten Multiplizierer keine höhere Überabtastung erlauben.

Die Geschwindigkeit der Phasenmessung demonstriert die in Bild 7.4-4 angegebene Schaltung: Die Phasendifferenz eines analogen Eingangssignals zum lokalen Oszillator wird gemessen. Diese Phasendifferenz wirkt mit negativem Vorzeichen auf einen Phasenschieber, der damit das Signal des lokalen Oszillators phasenmoduliert. Das Besondere an dieser Schaltung ist, daß die Phasenbeziehung zwischen dem amplitudenstabilen Ausgangssignal und Eingangssignal im vollen 360° -Bereich einstellbar ist. Das Eingangssignal muß nicht sinusförmig sein und muß auch nur in etwa (ca. $\pm 10\%$) in der Frequenz mit dem lokalen Oszillator übereinstimmen.

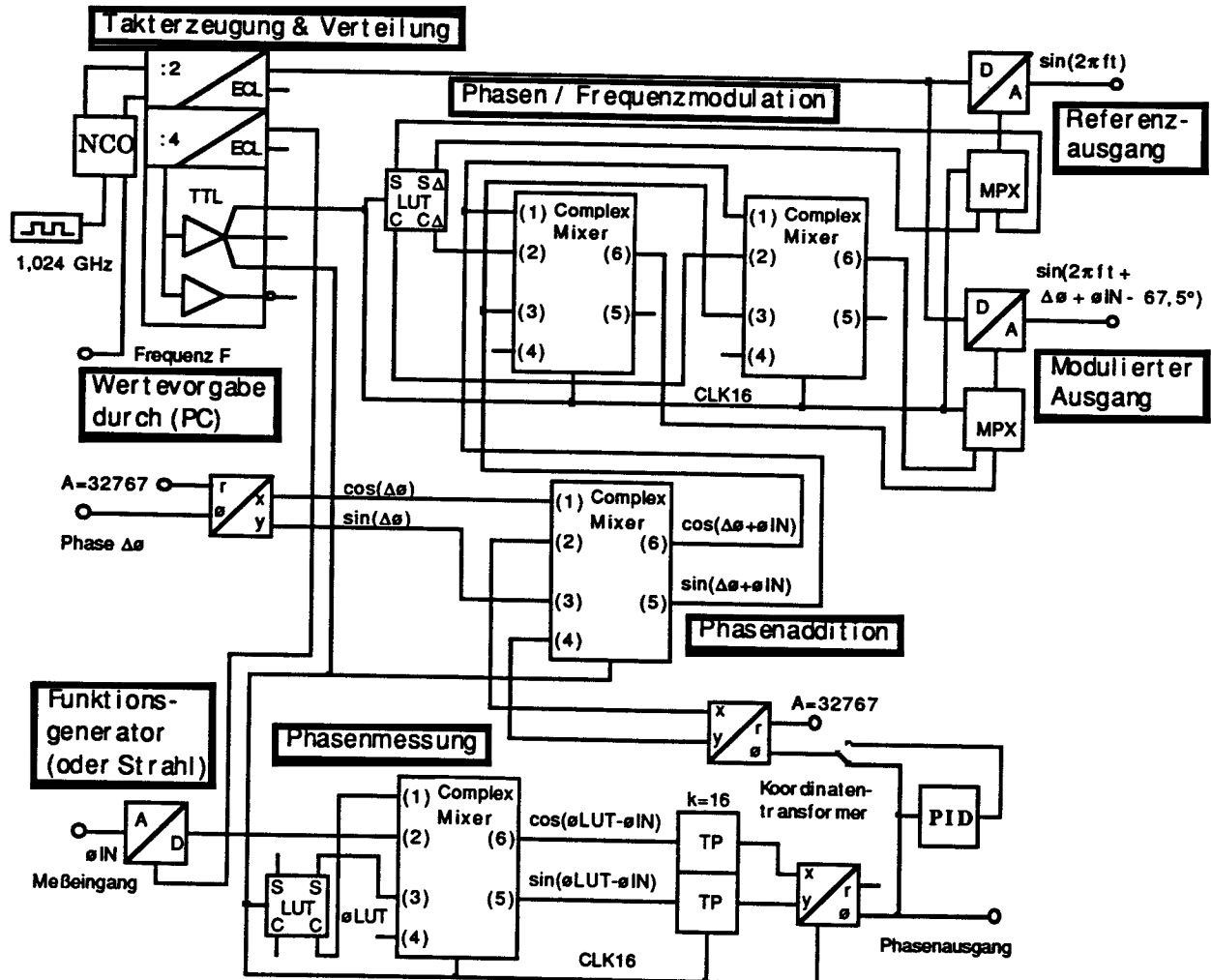


Bild 7.4-4: Synchronisation der Signalsynthese und Phasenmessung für variablen Takt mit einem externen Signal als Vorstufe zur Phasenregelung

Diese Schaltung erzeugt ein sinusförmiges Signal, das die gleichen Nulldurchgänge wie ein am Eingang anliegendes Dreieckssignal aufweist. Der erlaubte Dynamikbereich für das Eingangssignal, bis das Ausgangssignal anfängt merklich zu "zittern", beträgt ca. 40 dB. Wird die Phasenmessung zweikanalig ausgeführt und zwischen Phasendetektor und Signalerzeugung, d.h. zwischen den beiden Koordinatentransformern (siehe dazu auch Bild 6.4.6-3 und Bild 6.4.9), eine PID-Kompensationsfunktion eingefügt, so resultiert folgerichtig der vollständige Phasenregler nach Abschnitt 7.5.

7.5. Phasenregelung mit variablem Takt

Abbildung 7.5-1 zeigt den Endausbau der digitalen Phasenregelung nach Abschnitt 5.1. Dieses System wird erstmals am Beschleuniger COSY eingesetzt und löst die Ansteuerung mit konstantem Takt nach Bild 7.1 ab.

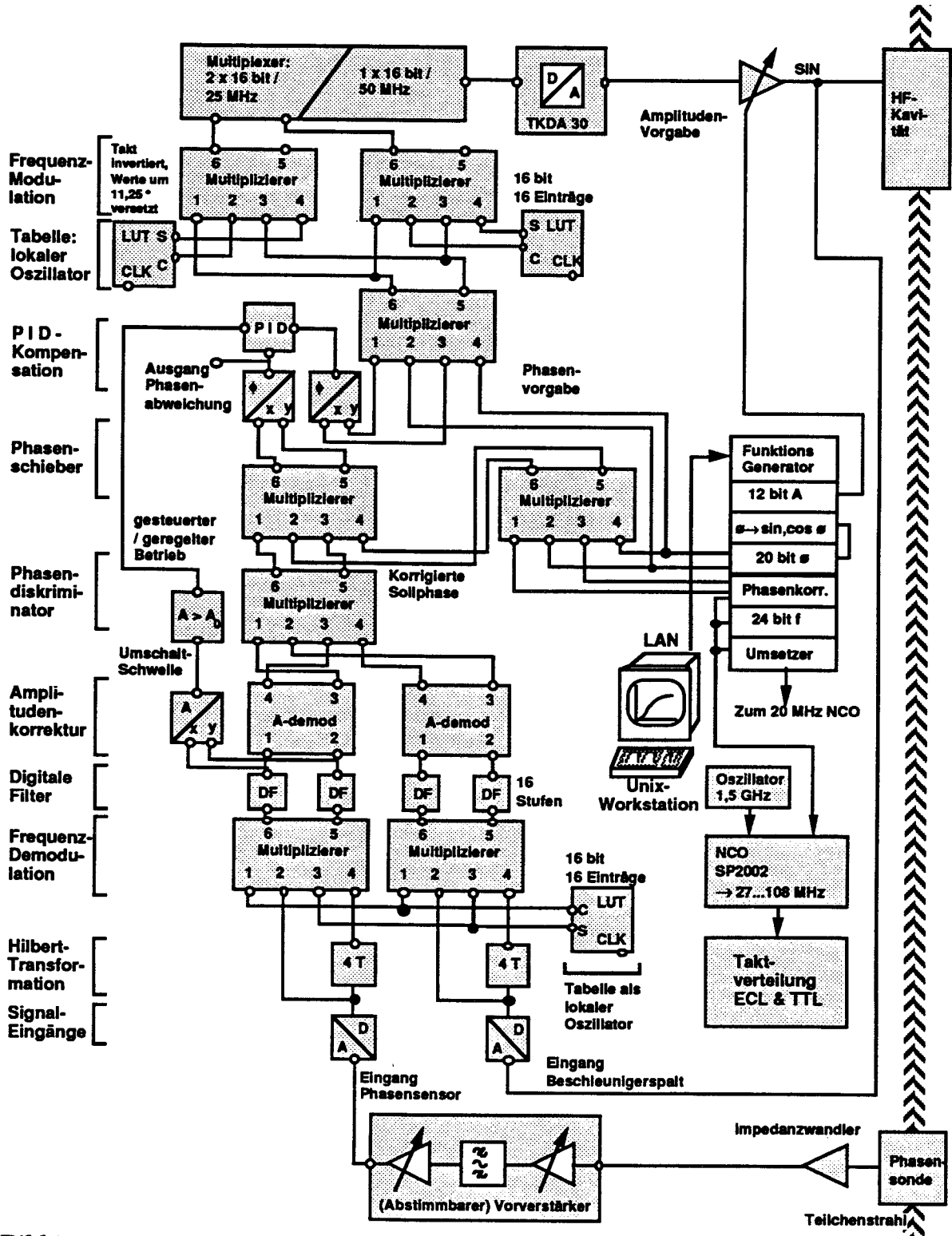


Bild 7.5-1: Installierter Endausbau der digitalen Phasenregelung

Den mechanischen Aufbau mit einem VXI- und drei VME-Einschubgehäusen, die einen 19-Zoll Schrank füllen, zeigt Bild 7.5-2.

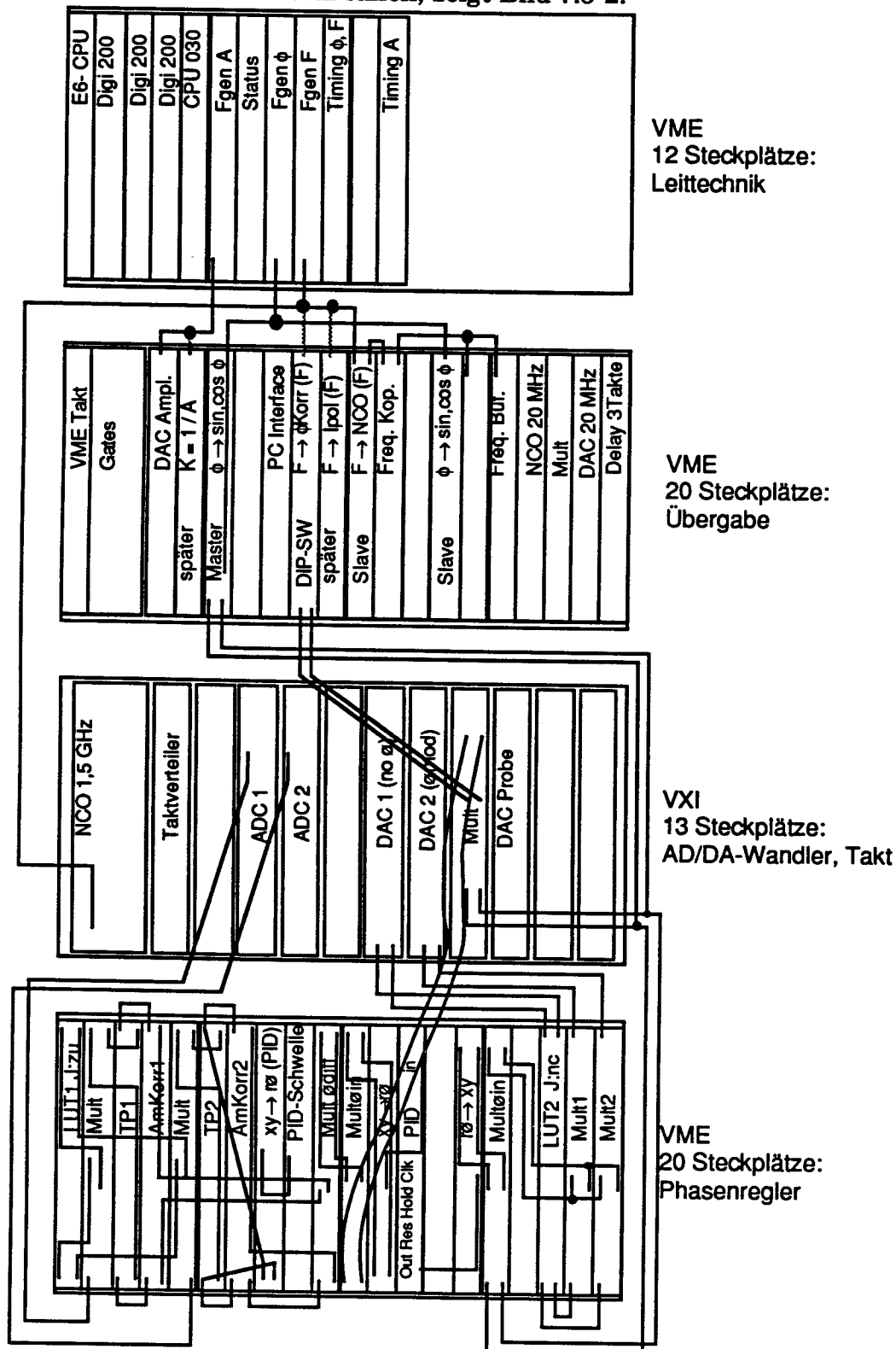


Bild 7.5-2: Räumliche Anordnung der digitalen Phasenregelung in einem 19-Zoll-Schrank. Die Verbindungen symbolisieren Flachbandkabel.

In Bild 7.5-3 links ist ein gemessener longitudinaler Strahlpuls nach Injektion und Bunchen im gesteuerten Betrieb dargestellt. Im Vergleich dazu zeigt Bild 7.5-3 rechts eine als optimal angenommene Strahlpulsform, die sich beim geregelten Betrieb mit einer Sollphasenvorgabe $\phi_s = 1^\circ$ einstellt. Die Einstellung der Sollphase in Bruchteilen eines Grad wirkt sich deutlich auf die Strahlpulsform aus, wie aus Bild 7.5-4 zu entnehmen ist. Dies unterstreicht den Bedarf nach einem hochpräzisen Phasendetektor.

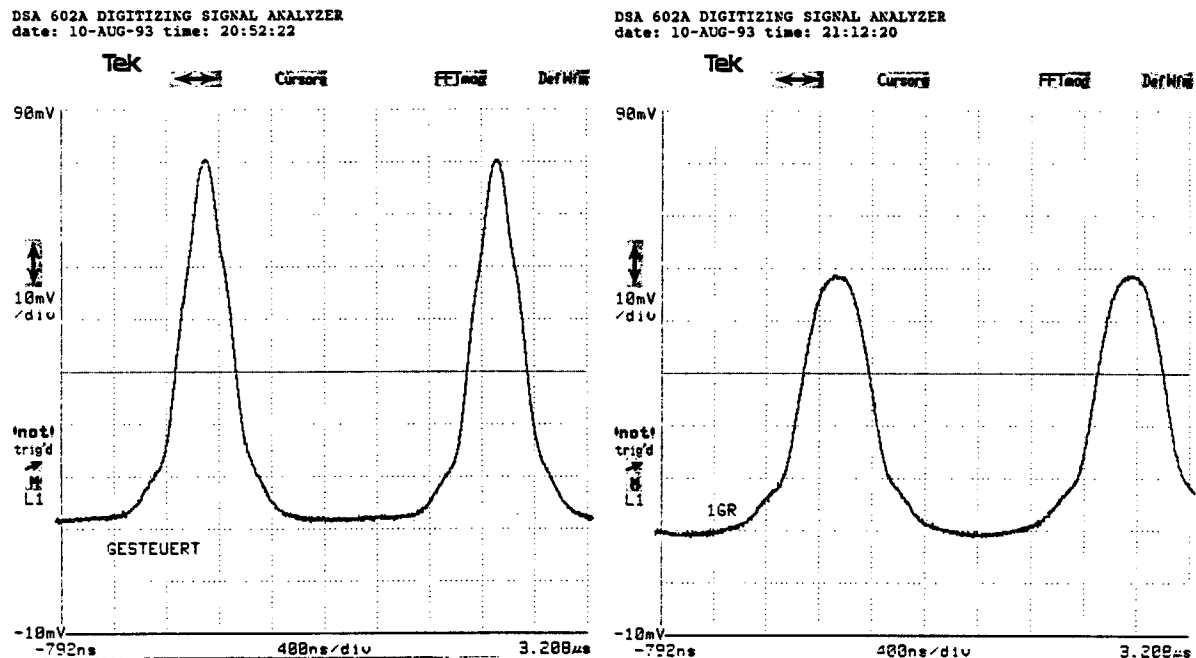


Bild 7.5-3: Longitudinale Strahlpulsform: rechts: geregelter Betrieb $\phi_s = 1^\circ$, links: gesteuerter Betrieb

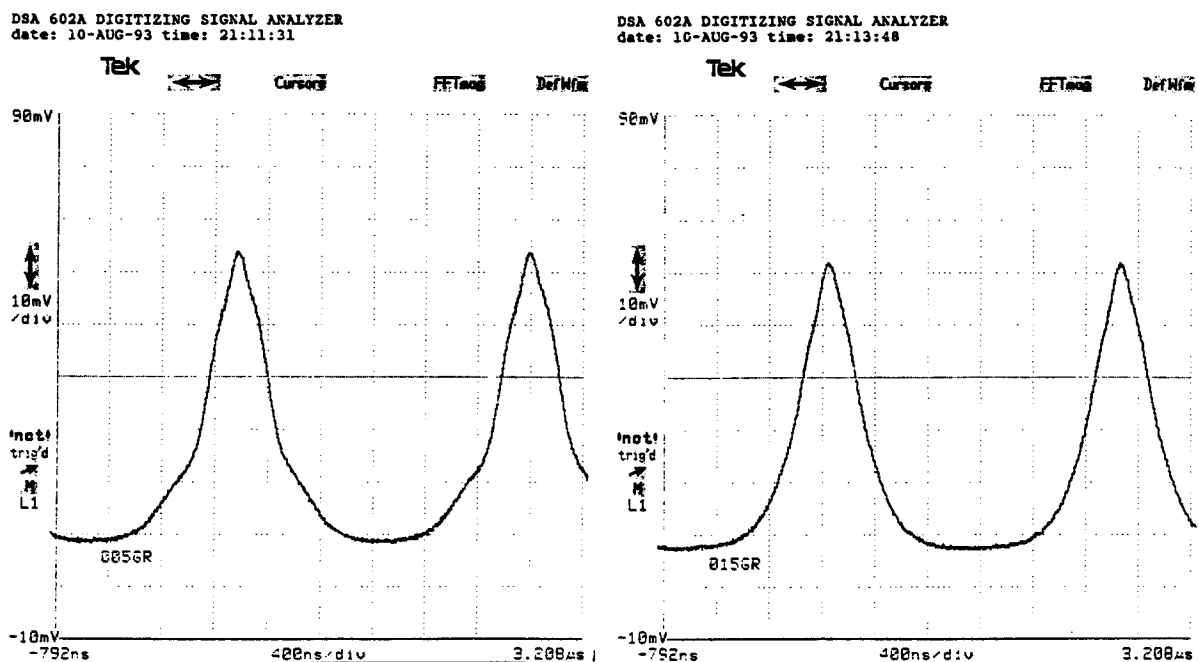


Bild 7.5-4: Abhängigkeit der Strahlpulsform bei geregelterm Betrieb, links: Sollphase $\phi_s = 0,5^\circ$, rechts: Sollphase $\phi_s = 1,5^\circ$

Der Strahlpuls in Bild 7.5-3 rechts wird als optimal angesehen, da das relative Maximum der Pulsform gegenüber den anderen Einstellungen stärker ver-rundet ist. Ein "ruhigerer" Verlauf des longitudinalen Zeitsignals korres-pondiert mit einer spektralen Verteilung, bei der die höheren Harmonischen weniger stark in Erscheinung treten und bedeutet gleichzeitig, daß der Teil-chenstrahl einen gegenüber den anderen Messungen stabileren Zustand einge-nommen hat. Den eindeutigen Hinweis liefert Bild 7.5-6, welches zeigt, daß bei die Synchrotronseitenbänder bei regeltem Betrieb mit der richtigen Phasen-vorgabe gedämpft werden.

Beim gesteuerten Einfangen des Protonenstrahls synchronisiert sich dieser auf die Beschleunigungsspannung. Auch beim regeltem Betrieb wird der Strahl bei zunächst deaktiviertem Regler auf die Hochfrequenzphase synchronisiert. Erst dadurch bildet sich eine Pulsform aus, die der Regler verarbeiten kann. Eine Amplitudenkennung ermittelt (siehe 3.3), ob das vom longitudinalen Pha-sendetektor gemessene Strahlsignal eine vorgegebene Schwelle überschreitet und aktiviert dann den PID-Regler. Danach wird die Signalerzeugung auf den Teilchenstrahl synchronisiert. Eine "falsche" Sollphasenvorgabe bewirkt dann, daß der Regler dem Teilchenstrahl nicht die zum Magnetfeld passende Energie zuführt, so daß der Strahl durch Wandkontakt verlorenggeht.

Bei einer Beschleunigungsrampe wird die Frequenz f_a verfahren, und deshalb wirkt sich auch der Phasengang aller an der Phasenregelung beteiligten ana-logen Komponenten auf die Phasenvorgabe aus. Das digitale Regelsystem selber verhält sich aufgrund seiner variablen Taktung invariant bezüglich einer Fre-quenzänderung.

Zur Kalibrierung wird sinnvollerweise der Teilchenstrahl als empfindliches und hochgenaues Meßinstrument eingesetzt. Im stationären Fall, wenn der Teilchenstrahl nicht beschleunigt wird, muß die Sollphase definitionsgemäß den Wert $\phi_s = 0^\circ$ annehmen. Bei der Synchronisation auf den gebunchten Strahl bei der Injektionsfrequenz $f_a = 450,53 \text{ KHz}$, wird statt $\phi_s = 0^\circ$, nach Bild 7.5-3 rechts der Wert $\phi_s = 1^\circ$ eingestellt. Dies ist kein Widerspruch: Daraus folgt lediglich, daß der Phasengang des analoges Systems nicht optimal kompensiert ist.

Bei der bisher erreichten Endenergie wird im stationären Fall - dann findet keine weitere Beschleunigung mehr statt - bei der Frequenz $f_a = 1,1247 \text{ MHz}$ der Wert $\phi_s = -18^\circ$ statt $\phi_s = 0^\circ$ eingestellt. Diese Abweichung liefert einen zweiten An-haltspunkt zur Phasenkorrektur der analogen Baugruppen des Phasenreglers, die zunächst mit einer linearen Kennlinie der Form $\phi_{\text{Korr}}(f_a) = \phi_0 + k \cdot \phi_1 \cdot f_a$ vor-genommen wird. Diese Kennlinie (oder eine aufwendigere) wird mit einer Korrekturtabelle nach 6.4.6 bei der Beschleunigung der gewünschten Sollphase ϕ_s überlagert. Wird die Phase unkorrekt vorgegeben, so resultiert eine Frequenz-verschiebung um bis zu ca. 300 Hz und damit Strahlverlust. Bei gesteuertem Betrieb orientiert sich der Teilchenstrahl von selber passend zum Hoch-frequenzsignal. Da dies einen ständigen Ausgleichsvorgang bedingt, treten dabei Synchrotronschwingungen auf, die die Lebensdauer des Strahls begren-zen. Diese Seitenbänder sind in Bild 7.5-5 dargestellt. In Bild 7.5-6 ist zu er-kennen, daß die Seitenbänder bei regeltem Betrieb gedämpft werden. Gleich-zeitig tritt eine Frequenzverschiebung auf, die andeutet, daß die Frequenz nicht exakt dem Dipolmagnetfeld entsprechend gewählt ist. Die Messung erfolgt bei einer Harmonischen - hier der Frequenz $2 \cdot f_a$ -, um das Übersprechen der Be-schleunigungsspannung auf den Phasenmonitor zu verringern.

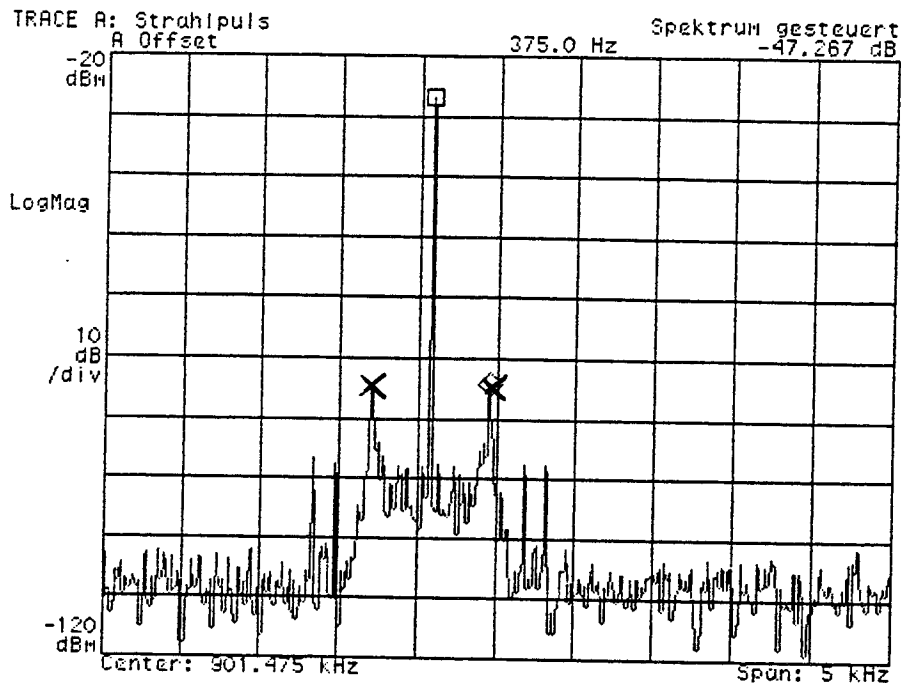


Bild 7.5-5: Spektrum des Strahlpulses bei der Frequenz $2 \cdot f_a$ mit Synchrotronseitenbändern beim Bunchen im gesteuerten Betrieb

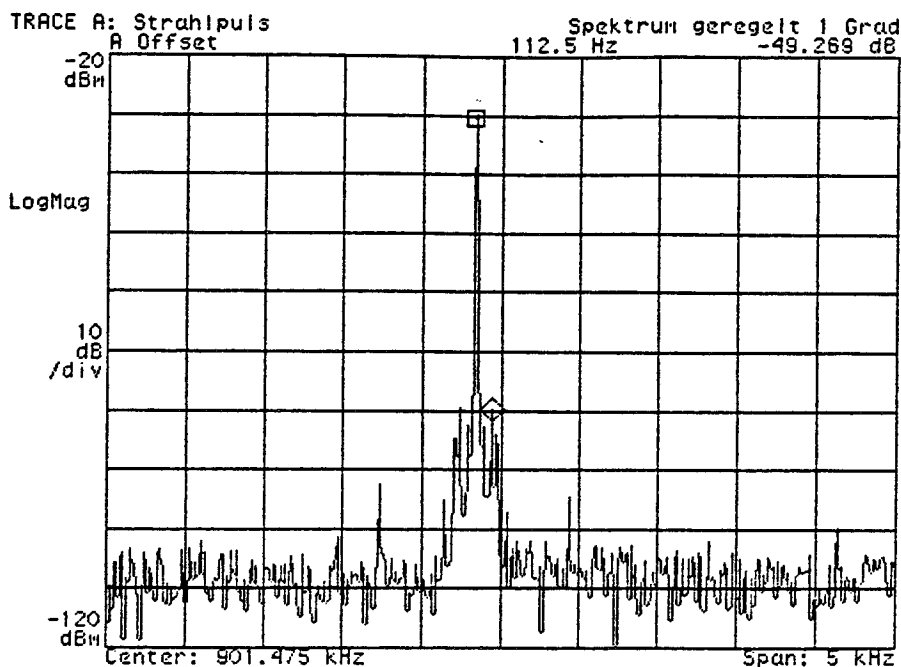


Bild 7.5-6: Spektrum des Strahlpulses bei der Frequenz $2 \cdot f_a$ mit gedämpften Synchrotronseitenbändern beim Bunchen im geregelten Betrieb.

Für den Übergang vom Testbetrieb des Beschleunigers in die Experimentierphase wird die Phasensonde noch mit Hilfe eines abstimmbaren und in der Verstärkung einstellbaren Filters an unterschiedliche Teilchenzahlen angepaßt. Gleichzeitig mit dem NCO für 1,5 GHz, für die variable Takterzeugung, wird durch einen Umsetzer zusätzlich die Signalerzeugung mit konstantem Takt mit den korrekten Frequenzwerten versorgt. Dies kommt der digitalen Kavitätsabstimmung (siehe 7.3) zugute, die ebenfalls mit konstantem Takt arbeitet.

8. Zusammenfassung und Ausblick

Die Fortschritte bei der Entwicklung von Schaltkreisen zur digitalen Signalverarbeitung erlauben es, ein neuartiges Konzept der schnellen Phasenregelung als rein digitales System zu verwirklichen. Bekannte Lösungen, die auf einzelnen oder kaskadierten Signalprozessoren basieren, beherrschen heute Signalfrequenzen bis zu einigen 100 kHz unter Echtzeitbedingungen. Für die Strahlteilchen-Phasenmessung und -regelung bei dem Protonenbeschleuniger COSY werden in Echtzeit nichtsinusförmige quasiperiodische Analogsignale mit Wiederholfrequenzen bis zu etwa 2 MHz gemessen und verarbeitet. Dies gelingt mit schnellen Algorithmen, die direkt als Schaltkreis implementiert sind.

Zur Ansteuerung des Beschleunigerresonators wird ein sinusförmiges Signal erzeugt, das in einer definierten Phasenlage zu dem detektierten longitudinalen Strahlpuls stehen muß. Vereinfacht handelt es sich um eine spezielle Anwendung eines Phasenregelkreises, bei dem der Teilchenstrahl die Regelstrecke repräsentiert. Dieser Regelkreis dämpft die während der Beschleunigung auftretenden Synchrotronschwingungen, um die Lebensdauer des Teilchenstrahls zu erhöhen. Dadurch wird gleichzeitig die Stabilität des Systems aus Protonenstrahl und Beschleuniger verbessert.

Im Gegensatz zu analogen Lösungen ist ein solcher Regler, bestehend aus Phasendetektor, Kompensationsglied und gesteuertem Oszillator, hier erstmals als voll digitale Lösung realisiert. Dadurch ergeben sich entscheidende Vorteile:

- 1) Das Verhalten eines digitalen Systems ist exakt bekannt. Bauteiletolanzen oder Umwelteinflüsse wirken sich nicht aus oder sind korrigierbar.
- 2) Mit Hilfe der digitalen Signalverarbeitung werden Funktionen implementiert, die analog nur näherungsweise realisierbar sind.
- 3) Der lineare Phasendetektor kann gleichzeitig auf hohe Präzision und schnelle Phasenkennung innerhalb einer Periode ausgelegt werden.
- 4) Die digitale bietet gegenüber der analogen Signalerzeugung mit einem spannungs-gesteuerten Oszillator den Vorteil, daß die geforderte Signalfrequenz sehr präzise und gleichzeitig sehr schnell einstellbar ist.

Die letzten beiden Punkte stellen für ein analoges Design einen Widerspruch dar, der nur durch einen Kompromiß aufgelöst wird. Ein digitales System kann aufgrund seiner höheren Bandbreite nach dem Nyquist-Kriterium schneller als ein vergleichbares analoges System reagieren. Die Präzision wird durch die Zeitdiskretisierung mit einem stabilen Referenzoszillator für die Taktversorgung garantiert.

Eine digitale Realisierung bietet daher neue Freiheitsgrade für die Signalerzeugung und Erfassung. Das Problem der Phasenregelung wird mit einem modularen System gelöst, bei dem die einzelnen Komponenten die anliegenden Informationen parallel und gleichzeitig verarbeiten.

Systembeschreibung:

Die von der Beschleunigerkavität und vom Strahlteilchensensor gelieferten analogen Meßsignale im Frequenzbereich von einigen 100 kHz bis zu einigen MHz werden direkt digitalisiert, um die Phasengenauigkeit zu konservieren.

Die analogen Hochfrequenzsignale zur Ansteuerung der Beschleunigerkavität werden ebenfalls ohne Mischer direkt von Digital-Analog-Umsetzern generiert. Dies erhöht die Anforderungen an die maximale Abtastfrequenz der Wandler, die nur modernste Ausführungen erfüllen. Ein genügend großer Dynamikbereich bei der Signalerfassung und ein hoher Störabstand bei der Signalerzeugung erfordern den Einsatz von Wandlern mit mindestens 12 bit Auflösung.

Die verwendeten Leiterplatten sind für die Bedürfnisse an COSY ausgelegt und jeweils auf eine Funktion spezialisiert. Aus der Hochfrequenztechnik bekannte Elemente wie Mischer und Filter werden durch ihre digitalen quivalente ersetzt. Algorithmen für die Echtzeit-Amplitudenkorrektur und die Koordinatentransformation werden nahezu ideal verwirklicht. Die Module werden über eine frontseitige Verkabelung konfiguriert. Der Verlust an Flexibilität gegenüber einem frei programmierbaren digitalen Signal-Prozessor wird durch den erreichten Datendurchsatz bei weitem aufgewogen. Der parallele Betrieb aller Komponenten entspricht einer Rechenleistung von zwei bis drei Milliarden Ganzzahloperationen pro Sekunde. Auf diese Weise wird zum einen die erforderliche Bandbreite zur Verfügung gestellt und zum anderen die durch ein digitales System auftretende Verzögerung limitiert, die ansonsten die Phasenreserve eines Reglers und damit die Stabilität vermindert. Dieses Kriterium schließt den Einsatz von sequentiellen Prozessoren nach dem "von-Neumann-Prinzip" bei dieser zeitkritischen Anwendung aus und ist auch der Grund dafür, daß die volldigitale Phasenregelung eines Teilchenbeschleunigers in Echtzeit bisher nicht verwirklicht wurde.

Die Signalerzeugung mit dem in dieser Arbeit vorgestellten Funktionsgenerator mit variabler Taktrate erlaubt die Hochfrequenzansteuerung des Beschleunigers COSY mit einer Präzision und Agilität, wie sie in dieser Kombination mit einem rein analogen System nicht erreichbar ist. Ein Referenzsignal und ein dazu phasenverschobenes Signal werden im Frequenzbereich von 400 kHz bis 1,6 MHz mit einer Auflösung von ca. 0,15 Hz und einem Störabstand größer als 70 dBc erzeugt. Die Phasenverschiebung ist in Schritten von 0,01 einstellbar. Frequenz und Phase sind in weniger als 1 μ s veränderbar. Der digitale Phasendetektor ermittelt die Phasendifferenz zweier periodischer Signale mit einer Auflösung von 0,01 und einer absoluten Genauigkeit von 0,1 innerhalb einer Periode der Signale. Das vollständige Phasenregelsystem, bestehend aus Phasendetektion, PID-Kompensationsfunktion und Signalsynthese glättet die longitudinale Strahlpulsform und dämpft die bei der Beschleunigung auftretenden Synchrotron-schwingungen.

Die in dieser Arbeit beschriebenen Meßverfahren und Möglichkeiten zur Signalsynthese sind nicht auf die Anwendung bei COSY beschränkt. Auch andere Beschleunigerlabors setzen die für COSY konstruierten Baugruppen ein. Das bei COSY entwickelte System zur Signalsynthese mit konstantem Takt wird beim Beschleuniger TSR am Max-Planck-Institut für Kernphysik in Heidelberg im Frequenzbereich von ca. 1 MHz bis 7,5 MHz mit Erfolg zur Beschleunigung eingesetzt.

Weitere interessante Anwendungen für die digitale Signalsynthese ergeben sich, wenn nichtsinusförmige Signale zur Beschleunigung verwendet werden sollen.

Der Beschleunigerring CRYRING am Manne Siegbahn Laboratorium der Universität von Stockholm (siehe [ABR-88]) setzt eine zur Zeit einzigartige breitbandige elektrostatische Beschleunigerstruktur ein. Mit dieser Struktur können z.B. sägezahnförmige Signalformen für die Beschleunigung untersucht werden. Der Frequenzbereich der Grundwelle der vorgesehenen Signale erstreckt sich über einen Bereich von ca. 10 kHz bis 1,5 MHz. Die Erzeugung solcher Signale, die dynamisch in der Frequenz und auch in der Phasenlage verfahren werden, kann mit den in dieser Arbeit beschriebenen Baugruppen in Angriff genommen werden.

Frühere Versuche zur Erzeugung von nichtsinusförmigen Beschleunigungsspannungen, um z.B. die Kreuzung des γ -Übergangs zu erleichtern, beruhten auf der Verwendung mehrerer Kavitäten. In [BAI-83] wird ein System beschrieben, bei dem zusätzlich zu einer bereits vorhandenen Kavität eine zweite eingesetzt wird, die auf die zweite Harmonische abgestimmt ist und mit einem sinusförmigen Signal dieser Frequenz gespeist wird. Auch eine solche Aufgabe läßt sich mit der digitalen Signalerzeugung problemlos und vor allem mit definiertem Phasengang erfolgreich lösen.

In die gleiche Richtung zielt die Entwicklung neuer breitbandiger Kavitäten, die statt mit Ferritmaterial mit amorphen Metallen [VAC-89], unterkühlten Legierungen aus Eisen, Nickel und Kobalt, bestückt sind. Diese Resonatoren sollen teilweise selbstabstimmend sein. Ein weiterer Vorteil ist, daß sie wesentlich kompaktere Abmessungen gegenüber Ferritkavitäten aufweisen. Für den Test solcher Kavitäten (siehe [FOU-90] und [FOU-93]) mit komplexen Signalformen empfiehlt sich die digitale Signalsynthese.

Auch bei COSY gibt es weitere Anwendungen:

Für die "ultralangsame Extraktion" [HEI-93], die ein Rauschsignal definierter spektraler Verteilung auf einer Harmonischen der Umlauffrequenz des Teilchenstrahles erzeugt, wird z.B. die 12 bit DA-Wandlerkarte mit 250 MHz Abtastrate eingesetzt. Ein Trägersignal wird im Frequenzbereich von ca. 8 MHz bis 12 MHz erzeugt, dessen Phasenlage digital verrauscht wird, um auf diese Weise z.B. eine nahezu rechteckförmige Verteilung im Spektrum mit ca. 100 kHz Bandbreite zu erzeugen.

Eine andere Aufgabe besteht darin, die bisherigen analogen Regelkreise zur Kavitätsabstimmung und zur Amplitudenkontrolle durch digitale Regler (siehe 7.3) ähnlich der Phasenregelung zu ersetzen. Bei kleinen Amplituden der Beschleunigungsspannung beeinflussen sich die vorhandenen analogen Regler gegenseitig, so daß die Amplitude und die Phase des Signals am Beschleunigungsspalt variieren. Als erster Schritt in Richtung der digitalen Kavitätsnachrüstung ist eine Meßvorrichtung installiert, die die Amplitude der Beschleunigungsspannung und die aktuelle Verstimmung der Kavität angibt.

9. Literaturverzeichnis

- [ABR-85] Abruzzo, Joseph: *Applicability of Cordic Algorithm to arithmetic processing*. 18 th IEEE Symposium on Circuits, systems and computers, Pacific Growth: November 1984.
- [ABR-88] K. Abrahamsson, G. Andler, and C.B. Bigham: *A Drift Tube Accelerating Structure for Cryring*, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research B31 (1988), S. 475.
- [ADC-90] Data Conversion Products Databook 1989/1990, Analog Devices, Norwood, Massachussetts, USA, 1989
- [ADC-92] Data Conversion Products Databook 1992/1993, Analog Devices, Norwood, Massachussetts, USA, 1992
- [ADL-91] Linear Products Databook 1990/1991, Analog Devices, USA, Norwood, Massachussetts, 1991
- [AMD-88] Advanced Micro Devices PAL ® Device Handbook, Sunnyvale, California, USA, 1988
- [BAI-83] Baillod, J.M.; Magnani, L.; Nassibian, G.; Pedersen, F.; Weissflog, W.: *A Second Harmonic (6-16 MHz) RF System with Feedback-Reduced Gap Impedance for Accelerating Flat-Topped Bunches in the CERN PS Booster*, 1983 Particle Accelerator Conference on Accelerator Engineering and Technology, Santa Fe, 1983 (CERN-Report CERN/PS/BR 83-17).
- [BEC-91] Becker, Jo: *Vielseitige Aktivantenne*, Elektor Heft 6/1991, Elektor Verlag Aachen 1991
- [BES-87] Best, Roland: *Theorie und Anwendungen des Phase-locked Loops*. 4. Auflage Aarau (Schweiz), Stuttgart : AT Verlag, 1987
- [BOJ-89] Bojowald, J.; Danzglock, R.; Hacker, U.; Labus, H.; Lürken, G.; Maier, R.; Zumloh, A.: *Beam Position Monitors (BPMs)*, IKP-Annual Report 1989, Seiten 189-191, KFA-Jülich, Jül-Spez-562, April 1990
- [BOU-80] Boussard, Daniel; Dôme, G.; Graziani, C. (CERN, Geneva, Switzerland): *The influence of RF noise on the lifetime of bunched proton beams*, 11th International Conference on High-Energy Accelerators, Basel, Switzerland: Birkhauser Verlag, 1980. p.620-6 of xxii+946 pp. Conference: Geneva, Switzerland, 7-11 Juli 1980, ISBN: 3-7643-1215-7
- [BOU-83] Boussard, Daniel; Linnecar, T.P.R.: *RF Noise Performance of the CERN Proton Antiproton Collider*, pres. at the 12th Int. Conf. on High-Energy Accelerators, 11-16 Aug. 83, Fermilab, Batavia, IL, USA, 1983
- [BOU-84] Boussard, Daniel; Dôme, G.; Graziani, C.: *The Influence of RF-Noise on the lifetime of bunched Proton Beams*, CAS, Seite 620-626, CERN, Geneva, Switzerland, 1984

- [BOV-70] Bovet, C.: *A Selection of Formulae and Data useful for the design of A.G. Synchrotrons*, CERN/MPS-SI/Int. DL/70/4, April 1970, Nachdruck Genf, 1980
- [BRO-84] Bronstein, Ilya Nikolaevic: *Taschenbuch der Mathematik*, Verlag Harri Deutsch, Thun, Frankfurt/Main, 1984
- [CAP-90] Capilano Computing: *DesignWorks, Version 2.5*, Tutorial Manual, 501-1168 Hamilton Streer, Vancouver, B.C., Canada V6B 2S2, 1990
- [CAP-92] Capilano Computing: *Mac Abel, Advanced PLD Design Tools User's Guide*, Benutzerhandbuch, 960 Quayside Dr. 406, New Westminster, B.C., Canada V3M 6G2, 1992
- [CAR-85] Carlos, A. Pomalaza-Raez; McGillem, Clare D.: *Digital Phase-Locked Loop Behaviour with Clock and Sampler Quantization*, IEEE Transactions on communications, Vol. Comm-33, No. 8, August 1985
- [CAS-85] Bryant, P. et al.: *General Accelerator Physics*, Cern Accelerator School, (Lectures: Gif-sur-Yvette, Paris, France, September 1984), Geneva November 1985
- [CAS-91] Turner, S. et al.: *RF Engineering for Particle Accelerators*, Cern Accelerator School, (Lectures: Exeter College, Oxford, UK, April 1991), Geneva 1992
- [CHE-92] Chester, David B.; Phillips, Geoff: *Single Chip Digital Down Converter Simplifies RF DSP Applications*, Harris Semiconductor, R.F.-Design, Issue November 1992, Skokie, IL, USA 1992
- [COM-91] Comlinear Databook "Solutions with speed", Fort Collins, Colorado 80525, USA, 1991
- [CON-89] Considine, Vincent: *Cordic Trigonometric function generator for DSP*. IEEE Transactions 1989
- [CUP-72] Gupta, S. C.; Gill, G. S.: *First-Order Discrete Phase-Locked Loop With Applications to Demodulation of Angle-Modulated Carrier*, IEEE Transactions on Communications, Juni 1972
- [DA-93] Meuth, Hermann: *Schnelle Analog-Digital-Umsetzung*, Vortrag FH Darmstadt, März 1993
- [DAN-74] Daniel, Herbert: *Beschleuniger*, B. G. Teubner, Stuttgart 1974
- [DAN-88] Danzglock, Rudi: *Entwurf und Aufbau eines für 20 K rausch- und verstärkungsoptimierten einstufigen Breitbandverstärkers zur Signalaufbereitung bei der stochastischen Kühlung am Cooler-Synchrotron COSY*, Diplomarbeit D1883 am Institut für HF-Technik an der RWTH-Aachen, Jül-Spez-454, ISSN 0343-7639, Juni 1988
- [DEC-92] Decklies, Ralf: *Entwicklung und Aufbau einer flexiblen Synthesizereinheit*, Diplomarbeit D 2091 am Institut für Hochfrequenztechnik, RWTH Aachen, Mai 1992

- [DEG-80] Degueurce, L.; Nakach, A.; Sole, J. (Lab. Nat. Saturne, CEN, Gif-sur-Yvette, France): *The Saturne beam measurement system for orbit corrections and high and low intensity beam acceleration*, 11th International Conference on High-Energy Accelerators, Basel, Switzerland: Birkhauser Verlag, 1980. p.476-80 of xxii+946 pp. , Conference: Geneva, Switzerland, 7-11 Juli 1980, ISBN: 3-7643-1215-7
- [DÖR-81] Döring, Herbert: *Hochfrequenztechnik I*, 7. Auflage, Vorlesung an der RWTH Aachen, 1981
- [EDW-73] Edwards, D. G.: *Theoretical RF Trapping behaviour for various time functions of RF voltage and stable phase angle without and with space-charge forces*, CERN, Geneva, Switzerland 1973
- [FOU-79] Fougeron, C.; Guidée, Ph.; N'Guyen, K.C.: *RF System of SATURNE II*, Proceedings IEEE 1979 Particle Accelerator Conference, San Francisco, 1979.
- [FOU-90] Fougeron, C.; Ausset, P.; Peyromaure, J.: *Toward the Construction of an Ultra-short Cavity for a Heavy-Ions Synchrotron*, Proceedings EPAC, S. 961, Nizza 1990.
- [FOU-93] Fougeron, C. ; Ausset, P.; Peyromaure, J.; de Menezes, D.; Charriot, G.: *Very Wide Range and Short Accelerating Cavity for MIMAS*, PAC, Washington, D.C., 1993.
- [GES-78] Geschwinde, Horst: *Einführung in die PLL-Technik*, Vieweg Verlag 1978
- [GIL-72] Gill, G. S.; Gupta, S. C.: *On higher-order discrete phase-locked loops*, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-8, No. 5, September 1972
- [GRE-82] Greer, W. T.; Kean, Bill: *Digital phase-locked loops move into analog territory*, Electronic Design, 31. März, 1982
- [GRI-93] Grieser, M.; Habs, D.; Hahn, R.v.; Hochadel, B.; Kleffner, C.M.; Liebmann, J.; Repnow, R.; Schwalm, D.: *Ion Beam Acceleration and New Operation Modes at the TSR Heidelberg*, Proceedings of the IEEE 1993 Particle Accelerator Conference, Washington, DC, Mai 1993
- [HAG-91] Hagedorn, Jörg; Meuth, Hermann; Schnase, Alexander: *A Digital Amplitude Demodulation Circuit for Signals in Quadrature*, IKP-Annual Report 1990, Januar 1992
- [HAI-78] Haiduk, Manfred: *NF-Phasenmesser*, Diplomarbeit D 1565 am Institut für Hochfrequenztechnik, RWTH Aachen, April 1978
- [HAM-91] Hamm, C.; Meuth, H.; Schnase, A.: *Phase-Switching of the COSY ($h=1$) Cavity for the γ -Transition*, IKP-Annual Report 1990, Januar 1992
- [HAM-93] Hamm, Christoph: *Entwicklung eines SPICE-Modells der COSY $H=1$ Beschleunigerstation*, Diplomarbeit, IKP, KFA-Jülich, Mai 1993

- [HAN-77] Hansen, S.; Hofmann, A.; Peschardt, E.; Sacherer, F.; Schnell, W.: *Longitudinal Bunch Dilution due to RF Noise*, CERN, Geneva, IEEE Transactions on Nuclear Science, Vol. NS-24, No. 3, Juni 1977
- [HAR-91] Harris Databook Digital Signal Processing, Melbourne, Florida 32902, USA, 1991
- [HEI-93] Heinrichs, G.; Etzkorn, F.-J.; Halling, H.; Meuth, H.; Rongen, H.; Schnase, A.; Stockhorst, H.: *DDS Developments for an Ultra Slow Extraction System on COSY*, International Conference on Accelerator and Large Experimental Physics Control Systems, Berlin, 1993.
- [HEN-88] Henrich, Frank: *Verstärkt von Lang- bis Kurzwelle*, Funkschau, Heft 11 /1988, Franzis Verlag GmbH, München 1988
- [HOE-85] Hoefer, E. E. E.: *SPICE, Analyseprogramm für elektronische Schaltungen*, 1. Auflage, Springer-Verlag, Berlin; Heidelberg; New York; Tokio, 1985
- [IDT-90] Specialized Memories, IDT Databook 1990/1991, Santa Clara, California 95054, USA
- [IDT-90b] Logic, IDT Databook 1990/1991, Santa Clara, California 95054, USA
- [JAM-65] Jameson, Robert Alan: *Analysis of a Proton Linear Accelerator RF System and Application to RF Phase Control*. Dissertation Los Alamos Scientific Lab., Univ. of California, N. Mex, USA, 1965
- [JOH-91] Johnson, Johnny R.: *Digitale Signalverarbeitung*, Aus dem Engl. übers. von Gerhard Schmidt , München: Carl Hanser Verlag 1991
- [KÄL-93] Källberg, A.: Persönliche Mitteilung, Durchführung des Einsatzes eines NCOs im Rahmen einer Kooperation mit COSY, 1993
- [KAS-91] Kaspar, K.; Steiner, R.: *Generation of the Master Frequency Signals for SIS and ESR by Means of Direct Digital Synthesis*, GSI-Report S. 423, Darmstadt 1991
- [KES-89] Kester, Walt: *High Speed Design Seminar*, Analog Devices, Greensboro, NC, USA, 1989
- [KES-91] Kester, Walt: *Mixed-Signal Design Seminar*, Analog Devices, Donnelley and Sons, Inc. , USA, 1991
- [KOL-90] Kollár, István; Pintelon, Rik; Schoukens, Johan: *Optimal FIR and IIR Hilbert Transformer Design Via LS and Minimax Fitting*, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 39, No. 6, Dezember 1990
- [KRO-93] Kroupa, F. V.: *Discrete spurious Sinals and background noise in Direct Digital Frequency Synthesis* , presented 1993 at IEEE Int. Frequency Control Symposium, Salt Lake City, USA, Juni 1993

- [KÜP-90] Küpfmüller, Karl: *Einführung in die theoretische Elektrotechnik*, 13. Auflage, Berlin, Heidelberg: Springer Verlag 1990
- [LAN-82] Langston, J. Leland: *μ C chip implements high-speed modems digitally*, Electronic Design, 24. Juni 24, 1982
- [LAR-68] Larimore, W. E.: *Synthesis of digital phase-locked loops*, EASCON Rec. Oktober 1968
- [LAR-69] Larimore, W. E.: *Design and performance of a second-order digital phase-locked loop*, Symposium on Computer Processing in Communications (Polytech. Inst. of Brooklyn, New York, USA), 8.-10. April 1969
- [LAT-91] Lattice GAL Data Book, High Performance E²CMOS PLDs, Oregon, USA, 1990
- [LÜK-85] Lüke, Hans-Dieter: *Signalübertragung*, 3. Auflage, Springer-Verlag Berlin; Heidelberg; New York; Tokio, 1985
- [MAH-88] Mahmud, Syed Masud; Rusek, Andrzej; Ganesan, Subramaniam: *A Microprocessor-Based Dual Slope Phase Meter*, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 37, No. 3, September 1988
- [MAH-89] Mahmud, Syed Masud: *High Precision Phase Measurement Using Adaptive Sampling*, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 38, No. 5, Oktober 1989
- [MAH-89b] Mahmud, Syed Masud: *Error Analysis of Digital Phase Measurement of Distorted Waves*, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 38, No. 1, Februar 1989
- [MAH-90] Mahmud, Syed Masud: *High Precision Phase Measurements Using Reduced Sine and Cosine Tables*, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 39, No. 1, Februar 1990
- [MAR-90] Martin, S.; Meuth, H.; Prasuhn, D.; Schnase, A.: *The Acceleration System for COSY*, IKP-Annual Report 1990, Januar 1991
- [MCC-91] McCune Jr., Earl: *Create signals having optimum resolution, response, and noise*, EDN, 14. März 1991
- [MEI-86] Meinke, Gundlach: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, 4. Auflage, Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, New York, 1986
- [MES-92] Mestha, L.K.: *A Time Domain Control Algorithm for Global RF Feedback Loops*, Konferenzbericht S. 1049-51, European Particle Accelerator Conference, Berlin, März 1992
- [MES-93] Mestha, L.K.; Brouk, V.; Webber, R.C.; Mangino, John; Uher, T.: *A Digital Beam Phase Loop for the Low Energy Booster* IEEE 1993 Particle Accelerator Conference, Washington, DC, Mai 1993

- [MEU-92] Meuth, H.: *Longitudinal Synchrotron Beam-Pulse Shapes*, Konferenzbericht S. 741-743, European Particle Accelerator Conference, Berlin, März 1992
- [MEU-93] Meuth, H.; Schnase, A.; Halling, H.: *Possibilities and Limitations for a Fully-Digital RF-Signal Synthesis and Control*, Proceedings of the IEEE 1993 Particle Accelerator Conference, Washington, DC, Mai 1993
- [MEY-79] Meyr, H.: *Regelungstechnik I, Grundlagen der Regelungstechnik*, Vorlesung RTWH Aachen, 1985, Lehrstuhl für elektrische Regelungstechnik der RWTH Aachen, 1979
- [MEY-80] Meyr, H.: *Regelungstechnik II, Zeitdiskrete Systeme, Darstellung im Zustandsraum*, Vorlesung RTWH Aachen, 1985, Lehrstuhl für elektrische Regelungstechnik der RWTH Aachen, 1980
- [MEY-89] Meyer-Ebrecht, Dietrich.: *Messtechnik*, Vorlesung an der RWTH Aachen, 1989
- [MIN-92] RF/IF Designer's Handbook, Mini-Circuits, Brooklyn, New York 11235, USA, 1992
- [MOT-91] Motorola MECL-System Design Handbook, 4. Auflage, Phoenix, Arizona 85036, USA, 1988
- [NAT-91] National Semiconductor F100K ECL-Logic Databook and Design Guide, Santa Clara, California 95052, USA, 1990
- [NEM-90] Nemat, Andria: *A Digital Frequency Independent Phase Meter*, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 39, No. 4, August 1990
- [NIC-87] Nicholas, Henry T. III ; Samueli, Henry: *An Analysis of the Output Spectrum of Direct Digital Frequency Synthesizers in the Presence of Phase-Accumulator Truncation* , presented 1987 at IEEE 41st. Annual Frequency Control Symposium, 1987
- [NIE-85] Nielsen, K.O.: *Historical Introduction and present-day accelerators*, General Accelerator Physics I, Cern Accelerator School, (Lectures: Gif-sur-Yvette, Paris, September 1984), Seiten 7-24, Geneva November 1985
- [OPP-89] Oppenheim, Alan V.; Schafer, Ronald W.: *Discrete-Time Signal Processing*, Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 1989
- [PAP-93] Papureanu, S.; Hamm, C.; Schnase, A.; Meuth, H.: *Performance Tests of a Ferrite-Loaded Cavity under Operation Conditions*, Proceedings of the IEEE 1993 Particle Accelerator Conf., Washington, DC, May 1993
- [PET-89] Peterson, Blake: *Spectrum Analysis*, Application Note 150, Hewlett-Packard, 1212 Valley House Drive, Calif., USA, November 1989
- [PHI-88] Phillips, Charles L. ; Harbor, Royce D. : *Feedback Control Systems*, 2nd Edition, Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, N.J., USA, 1988

- [PHI-91] Philips Databook Fast TTL-Logic, 1991
- [PIN-90] Pintelon, Rik: *Phase Correction of Linear Time Invariant Systems with Digital All-Pass Filters*, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 39, No. 2, April 1990
- [PLE-91] Plessey Professional Products, IC Handbook, Cheney Manor, Swindon, Wiltshire SN2 2QWUK, 1991
- [PLE-92] Plessey Digital Signal Processing II, IC Handbook, Cheney Manor, Swindon, Wiltshire SN2 2QW, UK, 1992
- [PSP-91] *PSPICE Reference Manual*, Microsim Corporation Irvine, CA, USA, 1991
- [ROH-83] Rohde, Ulrich: *Digital PLL Frequency Synthesizers*, Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, N.J., USA, 1983
- [RON-93] Rongen, H.; Heinrichs, G.; Halling, H.; Schnase, A.; Meuth, H.: *Digital Synthesis Modules for RF Acceleration and Ultraslow Extraction in COSY*, Proceedings of the IEEE Eighth Conference on Real-Time Computer Applications in Nuclear, Particle and Plasma Physics (RT93), Vancouver, BC, June 1993
- [SCH-62] Schilling, Donald Lawrence: *The response of an automatic phase control system to FM signals and noise*, Dissertation Polytechnic Institute of New York, USA, 1962
- [SCH-68] Schnell, W.: *Equivalent Circuit Analysis of Phase-Lock Beam Control Systems*. Cern 68-27, Intersecting Storage Rings Division, Genf, July 1968
- [SCH-85] Schmitt, Hans-Jürgen: *Hochfrequenztechnik II*, Vorlesung an der RWTH Aachen, 1985
- [SCH-86] Schmidt, Hans Ullrich: *Meßelektronik in der Kernphysik*, B. G. Teubner, Stuttgart 1986
- [SCH-90] Schoukens, Johan; Pintelon, Rik: *Measurement of Frequency Response Functions in Noisy Environments*, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 39, No. 6, Dezember 1990
- [SCH-92] Schnase, A.; Rongen, H.; Meuth, H.: *A Digital Synthesizer and Phase Control System for RF-Acceleration in COSY*, European Particle Accelerator Conference, Berlin, March 1992
- [SCH-92a] Schnase, A.; Meuth, H.; Papureanu, S.: *A Real-Time Frequency-To-Voltage Converter for finetuning of the Cosy (h=1)-Cavity*, IKP-Annual Report 1992, KFA Jülich
- [SCH-92b] Schnase, A.; Meuth, H.: *Sophisticated digital Components & Systems used with COSY-HF*, IKP-Annual Report 1992, KFA Jülich

- [SCH-92c] A. Schnase: *Real-Time Phase-Correction and Binary-to-BCD-Converter for the Cosy Ramping-Generators*, IKP-Annual Report 1992, KFA Jülich
- [SHI-88] Shirkey, P.; Meuth, H.; Schnase, A.; Rongen, H.: *A Fully Digital RF-Signal Synthesis and Phase Control for Acceleration in the Cooler Synchrotron COSY*, Proceedings of Fifth RF Expo East, Orlando, Florida, November 1990
- [SHI-92] Shih, H.-J.; Ellison, J.A.; Newberger, B.S.; Cogburn, R.: *Longitudinal Beam Dynamics with RF Noise*, SSCL-578 Report, Seite 14, Superconducting Super Collider Laboratory, 2550 Beckleymeade Avenue, Dallas, Texas 75237, Juli 1992
- [STE-90] Stanford Telecom: *The DDS-Handbook*, 2. Ausgabe, USA, 1990
- [STO-91] Stockhorst, Hans: *Adiabatische Dämpfung im longitudinalen Phasenraum*, Vortrag Beschleunigerseminar IKP, KFA-Jülich, 05.06.91
- [STÜ-71] Stürwald, H.: *Phasenmessung im NF-Bereich von 0-360° mit integrierten Digitalschaltungen*, Studienarbeit S 1195 am Institut für Hochfrequenztechnik, RWTH Aachen, November 1971
- [TEK-92] Datenblatt Tektronix TKDA30, 250 MSPS, 12 bit-DA-Umsetzer, 1992
- [TEL-92] Telequarz, TQTC 1000-01 Meßprotokoll, 1992
- [TIE-90] Tietze, Ulrich; Schenk, Christoph: *Halbleiterschaltungstechnik*, 9. Auflage, Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, New York, 1990
- [TRA-93] Trak Microwave, Meßprotokoll "DOX1003H" TCXO-Quarzoszillator, Tampa, Florida, USA, 1993
- [TRW-91] TRW LSI Databook 1991, La Jolla, California 92038, USA, 1991
- [TUI-88] Tuinenga, Paul W.: *SPICE, A guide to circuit simulation and analysis using PSpice*, 1. Auflage, Prentice-Hall, London, 1988
- [VAC-89] Vaccumschmelze Hanau GmbH: *Amorphe Metalle VITROVAC, Legierungen und Anwendungen*, Informationsschrift PV-006, 1989
- [VIS-90] Vsihnuhotla, Sarma R.; Mahmud, Syed Masud; Mahmud Nadira B.: *Hardware Implementation of a New Phase Measurement Algorithm*, IEEE Trans. on instr. and meas., Vol. 39, No. 2, April 1990
- [VOL-59] Volder, Jack E.: *The CORDIC Trigonometric Computing Technique*. Western Joint Computer Conf. San Francisco, Kalifornien: März 1959
- [WIL-77] Wilson, E. J. N. : *Proton Synchrotron Accelerator Theory*, Lecture of the academic training Programme of CERN 1975-1976, Geneva 1977
- [WIL-91] Williams, Arthur B., Taylor, Fred J.: *Electronic Filter Design Handbook*, McGraw-Hill, Inc., USA, 1991

A. Anhang

A.1. Verwendete Konstanten

Die in Tabelle A.1 aufgeführten Konstanten sind aus [BOV-70] entnommen.

Symbol	Bedeutung	Wert	Einheit
c_0	Vakuumlichtgeschwindigkeit	$2,997925 \cdot 10^8$	m / s
e	Elementarladung	$1,6021 \cdot 10^{-19}$	C
h	Planck' Konstante	$6,6256 \cdot 10^{-34}$	J · s
k	Boltzmann-Konstante	$1,3805 \cdot 10^{-23}$ $8,6171 \cdot 10^{-14}$	J / K GeV / K
m_e	Ruhemasse des Elektrons	$9,1091 \cdot 10^{-31}$ $5,11006 \cdot 10^{-4}$	kg GeV / c_0^2
m_p	Ruhemasse des Protons	$1,6725 \cdot 10^{-27}$ 0,93826	kg GeV / c_0^2
μ_0	Vakuumpermeabilität	$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ $1,25664 \cdot 10^{-6}$	Vs / Am Vs / Am
ϵ_0	Vakuumdielektrizitätszahl	$8,8542 \cdot 10^{-12}$	As / Vm

Tabelle A.1: Verwendete Konstanten

A.1.1. Designparameter von COSY

Parameter	Wertebereich
Umfang („closed orbit“)	183,47 m
Rechteckiger Querschnitt der Vakuumkammer in den beiden Kreisbögen	150 mm x 60 mm
Durchmesser der kreisförmigen Vakuumkammer in den beiden Teleskopstrecken	150 mm
Vakuum im Strahlrohr	besser als 10^{-10} mbar
Mittlere freie Weglänge eines Teilchens im evakuierten Beschleunigerring	1000 km
„Lebensdauer“ des Teilchenstrahls	ca. 1...5 min

Tabelle A.1.1: Designparameter von COSY

A.1.2. Strahlbezogene Parameter von COSY

Parameter	Wertebereich
Energie bei Injektion	40 MeV $\Leftrightarrow$ Impuls 276 MeV/c ₀
Umlauffrequenz bei Injektion	462 kHz
Geschwindigkeit bei Injektion	0,283 · c ₀
Geschwindigkeit bei Transition ($\gamma_T = 2,15$)	0,885 · c ₀
Maximale Energie nach Beschleunigung	2,5 GeV $\Leftrightarrow$ Impuls 3,3 GeV/c ₀
Umlauffrequenz bei maximaler Energie	1550 kHz
Geschwindigkeit bei maximaler Energie	0,962 · c ₀
Anzahl Protonen	10 ⁷ ... 10 ¹¹
Äquivalenter elektrischer Teilchenstrom	2,4 µA ... 24 mA
Bestmögliche minimale Emittanz	ca. 1 π mm mrad
Relative Impulsunschärfe	$\leq 5 \cdot 10^{-3}$

Tabelle A.1.2: strahlbezogene Parameter von COSY

A.2. Modulationsübertragung bei Tiefpaß und Bandpaß

Für die Modellierung des Phasenregelkreises in Kapitel 5 wird die Annahme benutzt, daß breitbandige analoge Komponenten des COSY-HF-Systems (siehe Abschnitt 2.2) wie Kabel und Verstärker einen Frequenz - und Phasengang aufweisen, jedoch für die in einem phasenmodulierten Signal enthaltene Information nur eine Verzögerung darstellen. Die Beschleunigerkavität als Bandpaß (siehe Abschnitt 2.3) verhält sich bezüglich der Phaseninformation als dominanter Tiefpaß, gegenüber dem die Eigenschaften der oben aufgeführten Komponenten vernachlässigbar sind.

Zur Herleitung der Modulationsübertragungsfunktionen wird ein phasenmoduliertes Signal angenommen

$$s(t) = \sin(2\pi f_a t + \phi(t)) = \sin(2\pi f_a t + \mu \cdot \sin(2\pi f_1 t)) \quad (\text{A.2-1})$$

das durch ein Übertragungssystem modifiziert wird. Die Phasenmodulation ist ein nichtlineares Modulationsverfahren. Deshalb gilt allgemein nicht, daß die im Ausgangssignal $g(t)$ eines LTI-Systems mit der Stoßantwort $h(t)$ enthaltene Modulation nach Gl. A.2-2 um t_1 zeitverschoben und mit einem konstanten Faktor k_2 skaliert ist.

$$g(t) = s(t) * h(t) = k_1 \cdot \sin(2\pi f_a \cdot (t-t_1) + k_2 \cdot \phi(t-t_1)) \quad (\text{A.2-2})$$

Nach [LÜK-85] ist das Signal $s(t)$ aus Gl. A.2-1 mit Hilfe der Beziehung

$$\cos(\alpha + x \cdot \sin(\beta)) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(x) \cos(\alpha + n \cdot \beta) \quad (\text{A.2-3})$$

als Summe von Besselfunktionen 1. Art mit Gl. A.2-4 beschreibbar,

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\mu) \cos(2\pi f_a t + n \cdot 2\pi f_1 t), \quad (\text{A.2-4})$$

deren Fourier-Spektrum dann

$$S(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\mu) \frac{1}{2} \left[\delta(f - f_a - n \cdot f_1) + \delta(f + f_a + n \cdot f_1) \right] \quad (\text{A.2-5})$$

lautet. Ein phasenmoduliertes Signal mit maximaler Modulationsfrequenz $f_1 \leq f_g$ und Modulationsindex μ kann verlustfrei über einen Kanal mit der sogenannten Carson-Bandbreite f_Δ nach Gl A.2-6 übertragen werden.

$$f_\Delta = 2(\mu + 1) f_g \quad (\text{A.2-6})$$

Wird das HF-System ohne Kavität als Tiefpaß mit einer oberen Grenzfrequenz von ca. 10 MHz angesehen, ist die minimale Bandbreite durch die niedrigste Beschleunigerfrequenz $f_{\text{amin}} = 450 \text{ kHz}$ bei COSY zu $f_\Delta \geq 2 \cdot f_{\text{amin}} = 900 \text{ kHz}$ gegeben. Mit $\mu = \pi$ kann die Phaseninformation mit einer Modulationsfrequenz bis zu $f_1 \approx 100 \text{ kHz}$ übertragen werden. Um den Einfluß herauszufinden, den ein lineares System auf die Modulation eines Signals ausübt, wird eine Klein- und eine Großsignalnäherung verwendet.

A.2.1. Großsignalnäherung für einen Phasensprung

Die Berechnung der Übertragungsfunktion eines phasenmodulierten Signals mit Gl. A.2-3 und A.2-4 liefert Ergebnisse, die für die vorgesehene Anwendung nicht zugeschnitten sind. Deswegen werden die Signalvorgaben betrachtet: Zu Beginn der Beschleunigung bei einer Frequenz $f_a \approx 450 \text{ kHz}$ wird die Sollphase ϕ_s in einer linearen Rampe von 0° auf 15° in ca. 10 ms verfahren. Die Phasenvariation entspricht einer Frequenzänderung $\Delta f = \partial \phi_s / \partial t \approx 13 \text{ Hz}$ und darf bezüglich der Bandbreite der verwendeten analogen Komponenten vernachlässigt werden. Mögliche gegenseitige Beeinflussungen von Amplituden- und Phasenmodulation werden später mit einer Kleinsignalnäherung untersucht.

Die höchste Anforderung stellt der Phasensprung bei γ -Transition (siehe Abschnitt 3.2). Innerhalb der durch die Güte der Kavität vorgegebenen Bandbreite soll die Phase des Hochfrequenzsignales zum durch die aktuelle Energie des Teilchenstrahls bestimmten Zeitpunkt T_1 , d.h. bei $\gamma = \gamma_{\text{tr}}$, von $\phi_s \approx 15^\circ$ um $\phi_1 \approx 150^\circ$ auf $180^\circ - \phi_s$ umgeschaltet werden. Als Großsignalnäherung wird die Reaktion von linearen Tief- und Bandpaßsystemen auf diesen Phasensprung untersucht. Eine passende Anregung wird in der Form

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t) + s_3(t) \quad (\text{A.2.1-1})$$

zusammengesetzt. Das Signal $s_1(t)$ liegt so lange vor T_1 an, daß alle Einschwingvorgänge abgeklungen sind. Das Signal $s_2(t)$ eliminiert $s_1(t)$ nach dem Umschaltzeitpunkt T_1 und $s_3(t)$ ist das um ϕ_1 phasenverschobene Signal.

$$s_1(t) = \varepsilon(t) \cdot \sin(\omega t) \quad \text{mit } \omega = 2\pi f_a$$

$$s_2(t) = -\varepsilon(t - T_1) \cdot \sin(\omega t)$$

(A.2.1-2)

$$s_3(t) = \varepsilon(t - T_1) \cdot \sin(\omega t + \phi_1)$$

Die Laplace-Transformierten von Gl. A.2.1-2 lauten:

$$S_1(s) = \frac{\omega}{\omega^2 + s^2}$$

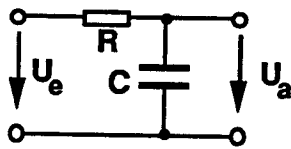
(A.2.1-3)

$$S_2(s) = - \left[\cos(\omega T_1) \frac{\omega}{\omega^2 + s^2} + \sin(\omega T_1) \frac{s}{\omega^2 + s^2} \right] \cdot e^{-sT_1}$$

$$S_3(s) = \left[\cos(\omega T_1 + \phi_1) \frac{\omega}{\omega^2 + s^2} + \sin(\omega T_1 + \phi_1) \frac{s}{\omega^2 + s^2} \right] \cdot e^{-sT_1}$$

$$S(s) = S_1(s) + S_2(s) + S_3(s)$$

Die Anregung $S(s)$ wirkt auf einen RC-Tiefpaß (Bild A.2.1-1) mit der Übertragungsfunktion $H_{TP}(s)$.



$$H_{TP}(s) = \frac{U_a(s)}{U_e(s)} = \frac{1}{1 + s \cdot R \cdot C} = \frac{1/\tau}{s + 1/\tau} \quad \text{mit } \tau = R \cdot C$$

(A.2.1-4)

Bild A.2.1-1: Einfacher RC-Tiefpaß

Aus $G(s) = S(s) \cdot H_{TP}(s)$ folgt die Antwort des Tiefpasses auf den Phasensprung, die in den Zeitbereich $g(t) = g_1(t) + g_2(t) + g_3(t)$ zurücktransformiert wird.

$$g_1(t) = \varepsilon(t) \frac{1}{1 + \omega^2 \tau^2} \left[e^{-t/\tau} + \sin(\omega t) - \omega \tau \cos(\omega t) \right]$$

(A.2.1-5)

$$= \varepsilon(t) \left[\frac{1}{1 + \omega^2 \tau^2} e^{-t/\tau} + \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}} \sin(\omega t - \phi_k) \right] \quad \text{mit } \tan(\phi_k) = \omega \tau$$

$$g_2(t) = -\varepsilon(t - T_1) \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}} \left[e^{-(t-T_1)/\tau} \cdot \sin(\omega T_1 + \phi_k) + \sin(\omega t - \phi_k) \right]$$

(A.2.1-6)

$$g_3(t) = \varepsilon(t - T_1) \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}} \left[e^{-(t-T_1)/\tau} \cdot \sin(\omega T_1 + \phi_k + \phi_1) + \sin(\omega t - \phi_k + \phi_1) \right]$$

(A.2.1-7)

Vor dem Phasensprung $0 \leq t < T_1$ gilt: $g(t) = g_1(t)$. Für $\tau \ll t < T_1$ ist der Gleichanteil in $g_1(t)$ abgeklungen, so daß $g(t)$ durch Gl. A.2.1-8 beschrieben wird.

$$g(t) = \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}} \sin(\omega t - \phi_k) \right] \quad \text{mit } \tan(\phi_k) = \omega \tau$$

(A.2.1-8)

Nach dem Phasensprung bei $t = T_1$ lautet $g(t) = g_1(t) + g_2(t) + g_3(t)$:

$$g(t) = \frac{\sin(\omega t - \phi_k + \phi_1) + e^{-(t-T_1)/\tau} \cdot [\sin(\omega T_1 + \phi_k + \phi_1) - \sin(\omega T_1 + \phi_k)]}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}$$

(A.2.1-9)

Das Signal $g(t)$ besteht aus der gewünschten Schwingung mit der um ϕ_1 veränderten Phase und einem Gleichanteil, der von der Höhe des Phasensprungs und vom Zeitpunkt T_1 abhängt. Der Gleichanteil klingt mit der Zeitkonstanten τ des RC-Tiefpasses ab. Die Grenzfrequenz der analogen Komponenten von

10 MHz entspricht einer Zeitkonstante $\tau \approx 16$ ns. Zum Zeitpunkt $6 \cdot \tau$ nach der Phasenumschaltung ist die Phase auf ca. 1 % eingeschwungen. Bei einer Beschleunigerfrequenz f_a von 1 MHz klingen die Auswirkungen eines Phasensprungs nach einem Zehntel der Periodendauer ab. Da, wie im folgenden gezeigt, diese Zeitkonstante klein gegenüber der der Beschleunigerkavität ist, dürfen Komponenten wie Verstärker oder Kabel bezüglich der Phasenmodulation als verzerrungsfrei angesehen werden. Bei einem Bandpaß (Bild A.2.1-2), wie ihn die Beschleunigerkavität darstellt, sind die Verhältnisse komplizierter.

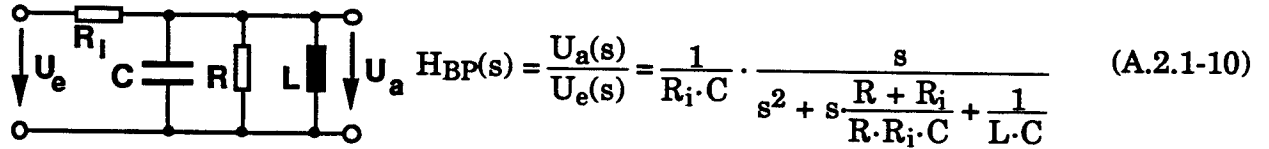


Bild A.2.1-2: Einfacher RLC-Bandpaß als Kavitätsmodell

Mit den Hilfsgrößen a, b und T_2 erhält man die Güte des belasteten Resonators $Q_1 = 1 / (2a)$ und die Partialbruchzerlegung von $H_{BP}(s)$ nach Gl. A.2.1-11.

$$a = \frac{R + R_i}{R \cdot R_i \cdot C} \cdot \frac{1}{2b} = \frac{R + R_i}{R \cdot R_i \cdot C} \cdot \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad b = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}, \quad T_2 = R_i \cdot C$$

$$H_{BP}(s) = \frac{1}{T_2} \cdot \frac{s}{s^2 + s \cdot 2 \cdot a \cdot b + b^2} = \frac{1}{T_2} \cdot \frac{s}{(s - s_1) \cdot (s - s_2)} \quad (\text{A.2.1-11})$$

$$\text{mit } s_1 = -a \cdot b + j b \sqrt{1 - a^2}, \quad s_2 = -a \cdot b - j b \sqrt{1 - a^2}$$

Für den Phasensprung wird die gleiche Testfunktion wie beim Tiefpaß verwendet (Gl. A.2.1-1 bis A.2.1-3). Das Ausgangssignal $g(t)$ und die Anregung $s(t)$ sind in Bild A.2.1-3 dargestellt. Nach inverser Laplace-Transformation und einigen Umformungen folgt für $g_1(t) = s_1(t) * h_{BP}(t)$:

$$g_1(t) = \varepsilon(t) \cdot \frac{\omega}{T_2} \cdot \frac{\sin(\omega t + \phi_k) + \frac{e^{-abt}}{\sqrt{1 - a^2}} \cdot \sin(b \sqrt{1 - a^2} t + \phi_t)}{\sqrt{\omega^4 + 2b^2 \omega^2 (2a^2 - 1) + b^4}} \quad (\text{A.2.1-12})$$

$$\text{mit } \tan(\phi_k) = \frac{b^2 - \omega^2}{2a \cdot b \cdot \omega} \quad \text{und} \quad \tan(\phi_t) = \frac{\sqrt{1 - a^2}}{a} \cdot \frac{\omega^2 - b^2}{\omega^2 + b^2}$$

Dieser Ausdruck vereinfacht sich für den Fall, daß die Kavität genau in Resonanz mit dem anliegenden Signal (d.h. $b^2 = \omega^2$) ist, zu:

$$g_1(t) = \varepsilon(t) \cdot \frac{R}{R + R_i} \cdot \left[\sin(\omega t) + \frac{e^{-a\omega t}}{\sqrt{1 - a^2}} \cdot \sin(\omega \sqrt{1 - a^2} t) \right] \quad (\text{A.2.1-13})$$

Der rechte, gedämpfte Schwingungsterm in Gl. A.2.1-13 beschreibt die Reaktion des Schwingkreises auf das Einschalten des Signals. Die Frequenz dieser Schwingung ist kleiner als die Resonanzfrequenz. Im eingeschwungenen Zustand, d.h. $0 < t < T_1$, bleibt nur der linke Schwingungsterm übrig.

Für $g_2(t) = s_2(t) * h_{BP}(t)$ gilt im Resonanzfall (d.h. $b^2 = \omega^2$):

$$g_2(t) = -\varepsilon(t - T_1) \cdot \frac{R}{R + R_i} \cdot \left\{ \frac{\sin(\omega t)}{\sqrt{1 - a^2}} + \frac{e^{-a\omega(t - T_1)}}{\sqrt{1 - a^2}} \left[\frac{\sin(\omega\sqrt{1 - a^2}(t - T_1)) \cdot \cos(\omega T_1)}{\sin(\omega\sqrt{1 - a^2}(t - T_1) + \phi_{A2}) \cdot \sin(\omega T_1)} + \right] \right\} \quad (A.2.1-14)$$

mit $\tan(\phi_{A2}) = -\frac{\sqrt{1 - a^2}}{a}$

Für $g_3(t) = s_3(t) * h_{BP}(t)$ resultiert bei Resonanz:

$$g_3(t) = \varepsilon(t - T_1) \frac{R}{R + R_i} \left\{ \frac{\sin(\omega t + \phi_1)}{\sqrt{1 - a^2}} + \frac{e^{-a\omega(t - T_1)}}{\sqrt{1 - a^2}} \left[\frac{\sin(\omega\sqrt{1 - a^2}(t - T_1)) \cdot \cos(\omega T_1 + \phi_1)}{\sin(\omega\sqrt{1 - a^2}(t - T_1) + \phi_{A2}) \cdot \sin(\omega T_1 + \phi_1)} + \right] \right\} \quad (A.2.1-15)$$

mit $\tan(\phi_{A2}) = -\sqrt{1/a^2 - 1}$

Nach dem Phasensprung bei $t \geq T_1$ wird $g(t)$ beschrieben durch:

$$g(t) = \varepsilon(t) \cdot \frac{R}{R + R_i} \cdot \left[\frac{e^{-a\omega t}}{\sqrt{1 - a^2}} \cdot \sin(\omega\sqrt{1 - a^2}t) \right] - \varepsilon(t - T_1) \cdot \frac{R}{R + R_i} \cdot \left\{ \frac{e^{-a\omega(t - T_1)}}{\sqrt{1 - a^2}} \left[\frac{\sin(\omega\sqrt{1 - a^2}(t - T_1)) \cdot \cos(\omega T_1)}{\sin(\omega\sqrt{1 - a^2}(t - T_1) + \phi_{A2}) \cdot \sin(\omega T_1)} + \right] \right\} + \varepsilon(t - T_1) \cdot \frac{R}{R + R_i} \left\{ \frac{\sin(\omega t + \phi_1)}{\sqrt{1 - a^2}} + \frac{e^{-a\omega(t - T_1)}}{\sqrt{1 - a^2}} \left[\frac{\sin(\omega\sqrt{1 - a^2}(t - T_1)) \cdot \cos(\omega T_1 + \phi_1)}{\sin(\omega\sqrt{1 - a^2}(t - T_1) + \phi_{A2}) \cdot \sin(\omega T_1 + \phi_1)} + \right] \right\} \quad (A.2.1-16)$$

mit $\tan(\phi_{A2}) = -\sqrt{1/a^2 - 1}$

Ein Phasensprung $\phi_1 = \pi$ als Anregung vereinfacht die Auswertung. Gilt für den Schaltzeitpunkt T_1 die Beziehung: $\omega T_1 = (2n + 1) \cdot \pi$ mit $n \in \mathbb{N}$ gilt, dann ist:

$$g(t) = \varepsilon(t) \cdot \frac{R}{R + R_i} \cdot \left[\frac{e^{-a\omega t}}{\sqrt{1 - a^2}} \cdot \sin(\omega\sqrt{1 - a^2}t) \right] + \varepsilon(t - T_1) \cdot \frac{R}{R + R_i} \cdot \left[\sin(\omega t + \pi) + 2 \frac{e^{-a\omega(t - T_1)}}{\sqrt{1 - a^2}} \sin(\omega\sqrt{1 - a^2}(t - T_1)) \right] \quad (A.2.1-17)$$

Da T_1 so gewählt ist, daß der Resonator vor dem Phasensprung eingeschwungen ist, ist der gedämpfte Schwingungsterm in der ersten Zeile von Gl. A.2.1-17 abgeklungen und die Signale zum Zeitpunkt $t \geq T_1$ lauten:

$$s(t) = \varepsilon(t - T_1) \cdot \sin(\omega t + \pi)$$

$$g(t) = \varepsilon(t - T_1) \cdot \frac{R}{R + R_i} \cdot \left[\sin(\omega t + \pi) + 2 \frac{e^{-a\omega(t - T_1)}}{\sqrt{1 - a^2}} \sin(\omega\sqrt{1 - a^2}(t - T_1)) \right] \quad (A.2.1-18)$$

Den qualitativen Verlauf von $s(t)$ und $g(t)$ stellt Bild A.2.1-3 dar.

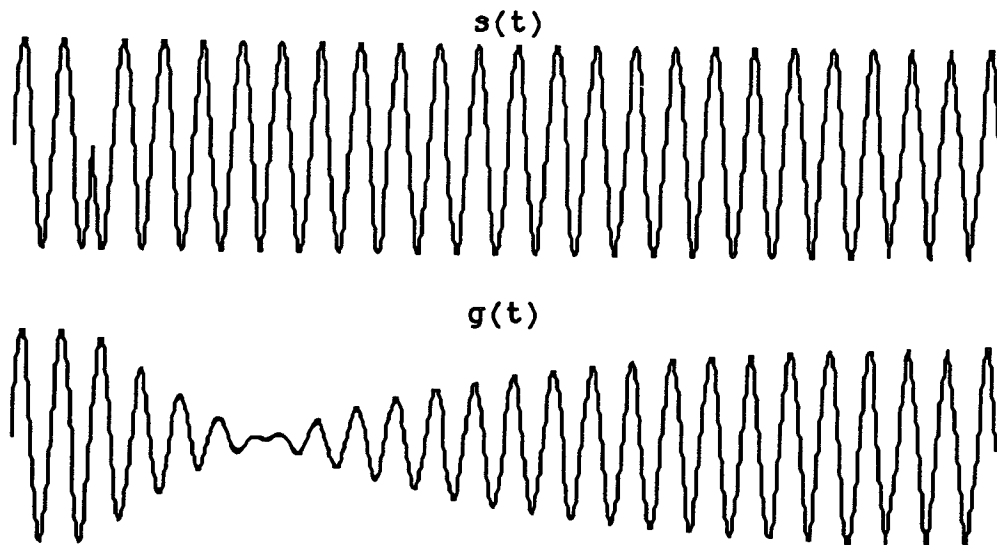


Bild A.2.1-3: Qualitativer Verlauf von $s(t)$ und $g(t)$

Wenn die Amplitude des gedämpften Schwingungsterms aus Gl. A.2.1-18 auf die Amplitude der ungedämpften Schwingung abgeklungen ist, so ist bei einem Resonator ca. die Hälfte der Zeit t_ϕ vergangen, bis die Phase eingeschwungen ist:

$$2 e^{-a\omega(t-T_1)} \leq \sqrt{1-a^2} \quad (\text{A.2.1-19})$$

Mit Q_1 , der Güte des belasteten Resonators, ist $a = 1/(2 Q_1)$, und für $Q_1 = 10 \dots 40$ wird a^2 gegenüber 1 vernachlässigt. Die Phase ist ungefähr nach der Zeit t_ϕ , ausgehend vom Phasensprung, eingeschwungen:

$$t_\phi \geq 2 \cdot \frac{\ln(0,5)}{-a \cdot \omega} = \frac{2 \cdot Q_1 \cdot (-\ln(0,5))}{\pi f} \approx 0,4 \cdot \frac{Q_1}{f} \quad (\text{A.2.1-20})$$

Die Zeit t_ϕ beschreibt die Zeitkonstante der Modellierung des Resonators für den Phasenregelkreis. Bei einer Güte $Q_1 = 25$ schwingt die Phase nach ca. 10 Perioden ein. Dieser Zeitraum ist lang gegenüber der Zehntel-Periode beim vorher betrachteten allgemeinen Tiefpaß, der deshalb vernachlässigt wird. Die gesamte analoge HF-Elektronik für die Beschleunigung bei COSY darf für die Betrachtung des Phasenregelkreises reduziert werden auf

- Zeitverzögerungen in Kabeln, Verstärkern und Mischern
- Tiefpaßverhalten des Resonators für die Phasenmodulation

Damit ist die in Kapitel 2.1 benutzte Annahme belegt. Das Ergebnis verändert sich nicht wesentlich, wenn der Resonator nicht exakt abgestimmt ist. Der Phasensprung erfolgt etwas schneller, dafür treten Überschwinger in der Amplitude auf. Dies ist interessant, wenn der Resonator durch ein nichtlineares Medium während des Phasensprungs verstimmt wird, soll aber in der Modellbildung für den Phasenregler nicht berücksichtigt werden.

Dieses Ergebnis wird mit einer Kleinsignalnäherung verglichen. Die Näherung für kleine Amplituden- und Phasenmodulationen (Gl. A.2.2-1 bis Gl. A.2.2-12) ist angelehnt an Abschnitt 5. aus dem Artikel von Garoby in [CAS-91]. Die Beschreibung hilft in Kapitel 2.2 bei der Stabilitätsuntersuchung des Systems aus Teilchenstrahl und Beschleunigungskavität.

A.2.2. Kleinsignalnäherung für modulierte Signale

Ein sinusförmiges Trägersignal $s(t)$ der Kreisfrequenz ω_a , das mit $a(t)$ amplitudenmoduliert und mit $\phi(t)$ phasenmoduliert ist, wird beschrieben als:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \hat{X} \cdot (1 + a(t)) \cdot e^{j(\omega_a t + \phi(t))} \right\} \quad (\text{A.2.2-1})$$

Sind die Modulationsfunktionen $a(t)$ und $\phi(t)$ rein sinusförmig mit den jeweiligen Frequenzen ω_{am} und ω_{pm} , so ergibt dies:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \hat{X} \cdot (1 + \hat{a} \cdot \cos(\omega_{am} t)) \cdot e^{j(\omega_a t + \hat{\phi} \cdot \sin(\omega_{pm} t))} \right\} \quad (\text{A.2.2-2})$$

Für kleine Modulationen und mit der Näherung $e^z \approx 1 + z$ wird aus Gl A.2.2-2:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \hat{X} \cdot (1 + \hat{a} \cdot \cos(\omega_{am} t)) \cdot (1 + j\hat{\phi} \cdot \sin(\omega_{pm} t)) \cdot e^{j\omega_a t} \right\} \quad (\text{A.2.2-3})$$

Wird das Produkt $\hat{a} \cdot \cos(\omega_{am} t) \cdot j\hat{\phi} \cdot \sin(\omega_{pm} t)$ wegen der Annahme kleiner Modulationsgrade vernachlässigt, so ist eine Aufspaltung

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \hat{X} \cdot (1 + \hat{a} \cdot \cos(\omega_{am} t) + j\hat{\phi} \cdot \sin(\omega_{pm} t)) \cdot e^{j\omega_a t} \right\} = \quad (\text{A.2.2-4})$$

$$\hat{X} \cdot \operatorname{Re} \left\{ e^{j\omega_a t} + \frac{\hat{a}}{2} (e^{j(\omega_a + \omega_{am})t} + e^{j(\omega_a - \omega_{am})t}) + \frac{j\hat{\phi}}{2} (e^{j(\omega_a + \omega_{pm})t} - e^{j(\omega_a - \omega_{pm})t}) \right\}$$

mit Träger, AM- und PM-Seitenbändern sinnvoll. Diese Modulationsfunktionen veranschaulicht Bild A.2.2-4.

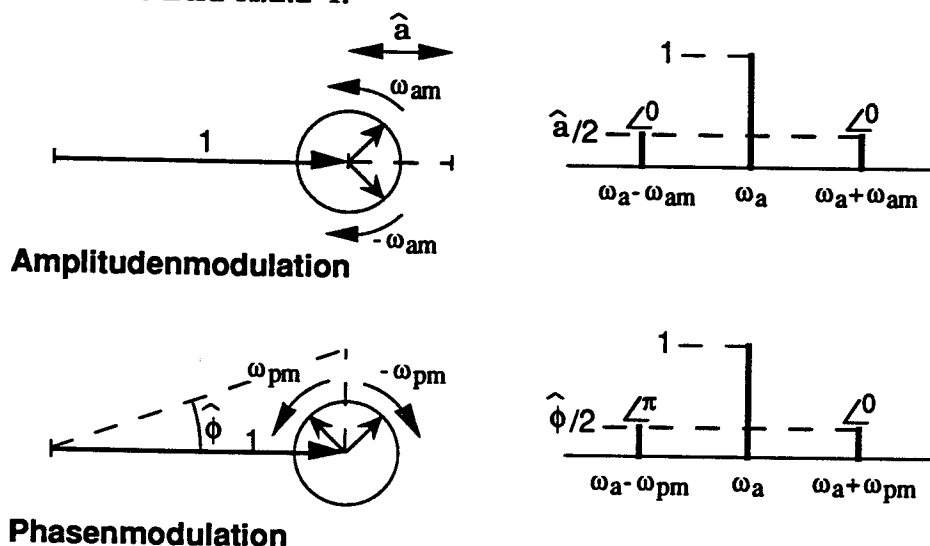


Bild A.2.2-4: Vektorielle Modulationsdarstellung mit Seitenbändern

Mit dem modulierten Signal nach Gl. A.2.2-4 können die vier möglichen Modulationsübertragungsfunktionen aus der Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ eines linearen Systems angegeben werden:

- $G_{aa}(j\omega)$ Übertragung der Amplitudeninformation
- $G_{pp}(j\omega)$ Übertragung der Phaseninformation
- $G_{ap}(j\omega)$ Einfluß der Amplitudeninformation auf die Phaseninformation
- $G_{pa}(j\omega)$ Einfluß der Phaseninformation auf die Amplitudeninformation

Ein System $H(j\omega)$ reagiert auf ein Signal nach Gl. A.2.2-4 mit

$$y(t) = \hat{X} \cdot \text{Re} \left\{ H(j\omega_a) \cdot e^{j\omega_a t} + \frac{1}{2} \left[\frac{\hat{a}}{2} \left[\frac{H(j\omega_a + j\omega_{am})}{H(j\omega_a)} e^{j\omega_{am} t} + \frac{H(j\omega_a - j\omega_{am})}{H(j\omega_a)} e^{-j\omega_{am} t} \right] + \frac{\hat{\phi}}{2} \left[\frac{H(j\omega_a + j\omega_{pm})}{H(j\omega_a)} e^{j\omega_{pm} t} - \frac{H(j\omega_a - j\omega_{pm})}{H(j\omega_a)} e^{-j\omega_{pm} t} \right] \right] \right\} \quad (\text{A.2.2-5})$$

Mit Gl. A.2.2-6 und Gl. A.2.2-7 werden zwei Hilfsfunktionen definiert:

$$G_s(j\omega) = \frac{1}{2} \left(\frac{H(j\omega + j\omega_a)}{H(j\omega_a)} + \frac{H(j\omega - j\omega_a)}{H(-j\omega_a)} \right) \quad (\text{A.2.2-6})$$

$$G_c(j\omega) = \frac{j}{2} \left(\frac{H(j\omega + j\omega_a)}{H(j\omega_a)} - \frac{H(j\omega - j\omega_a)}{H(-j\omega_a)} \right) \quad (\text{A.2.2-7})$$

Nach Einsetzen können die gesuchten Modulationsübertragungsfunktionen aus Gl. A.2.2-8 berechnet werden, so daß die Modulationen am Ausgang des LTI-Systems durch Gl. A.2.2-9 beschrieben werden.

$$y(t) = \hat{X} \cdot \text{Re} \left\{ H(j\omega_a) \cdot e^{j\omega_a t} + \hat{a} \text{Re} \left\{ G_s(j\omega_{am}) e^{j\omega_{am} t} \right\} - j\hat{a} \text{Re} \left\{ G_c(j\omega_{am}) e^{j\omega_{am} t} \right\} + j\hat{\phi} \text{Im} \left\{ G_s(j\omega_{pm}) e^{j\omega_{pm} t} \right\} + \hat{\phi} \text{Im} \left\{ G_c(j\omega_{pm}) e^{j\omega_{pm} t} \right\} \right\} \quad (\text{A.2.2-8})$$

$$\begin{aligned} a_y(t) &= \hat{a} \text{Re} \left\{ G_s(j\omega_{am}) e^{j\omega_{am} t} \right\} + \hat{\phi} \text{Im} \left\{ G_c(j\omega_{pm}) e^{j\omega_{pm} t} \right\} \\ a_y(t) &= \hat{\phi} \text{Im} \left\{ G_s(j\omega_{pm}) e^{j\omega_{pm} t} \right\} - \hat{a} \text{Re} \left\{ G_c(j\omega_{am}) e^{j\omega_{am} t} \right\} \end{aligned} \quad (\text{A.2.2-9})$$

Daraus resultieren die Modulationsübertragungsfunktionen:

$$G_{aa}(j\omega) = G_{pp}(j\omega) = G_s(j\omega) = \frac{1}{2} \left(\frac{H(j\omega + j\omega_a)}{H(j\omega_a)} + \frac{H(j\omega - j\omega_a)}{H(-j\omega_a)} \right) \quad (\text{A.2.2-10})$$

und

$$G_{pa}(j\omega) = -G_{ap}(j\omega) = G_c(j\omega) = \frac{j}{2} \left(\frac{H(j\omega + j\omega_a)}{H(j\omega_a)} - \frac{H(j\omega - j\omega_a)}{H(-j\omega_a)} \right) \quad (\text{A.2.2-11})$$

Mit diesen Grundlagen können die Modulationsübertragungsfunktionen eines Tiefpaßsystems (siehe Bild A.2.1-1) berechnet werden. Einsetzen von Gl. A.2.1-4 in Gl. A.2.2-10 liefert

$$G_{aa}(j\omega) = G_{pp}(j\omega) = \frac{1 + j\omega\tau + \omega_a^2\tau^2}{1 + 2j\omega\tau + (\omega_a^2 - \omega^2)\tau^2} \quad (\text{A.2.2-12})$$

Die Grenzfrequenz der analogen Systeme ($1/\tau$) sei mindestens um einen Faktor 10 größer als die Kreisfrequenz des Hochfrequenzsignals ω_a . Die Summanden $\omega_a^2 \tau^2$ und $\omega^2 \tau^2$ dürfen vernachlässigt werden, da die Modulationsfrequenz ω kleiner ist als die Trägerfrequenz ω_a und es folgt Gl. A.2.2-13.

$$G_{aa}(j\omega) = G_{pp}(j\omega) \approx \frac{1 + j\omega\tau}{1 + 2j\omega\tau} \quad (\text{A.2.2-13})$$

Mit der Annahme $\omega < \omega_a/10$ ist $G_{aa}(j\omega) = G_{pp}(j\omega) \approx 0,9997$. Diese Beeinflussung ist hinreichend gering. Das Übersprechen zwischen Amplituden- und Phasenmodulation wird angegeben durch:

$$G_{pa}(j\omega) = -G_{ap}(j\omega) = \frac{-j\omega \cdot \omega_a \tau^2}{1 + 2j\omega\tau + (\omega_a^2 - \omega^2)\tau^2} \quad (\text{A.2.2-14})$$

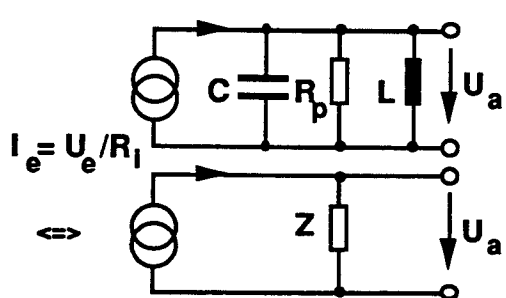
Mit den gleichen Vernachlässigungen wie bei Gl. A.2.2-12 erhält man:

$$G_{pa}(j\omega) = -G_{ap}(j\omega) \approx \frac{-j\omega \cdot \omega_a \tau^2}{1 + 2j\omega\tau} \quad (\text{A.2.2-15})$$

und ein Übersprechen $G_{pa}(j\omega) = -G_{ap}(j\omega) \approx -j 0,001$. Dies bestätigt die Aussage, daß breitbandige Übertragungstrecken für Modulationsübertragungen nicht berücksichtigt werden müssen, wenn ihre Grenzfrequenz nur hoch genug liegt.

Für Stabilitätsuntersuchungen und die Rechtfertigung der obigen Aussage werden auch die Modulationsübertragungsfunktionen eines Resonators nach Bild A.2.2-2 benötigt. Die treibende Spannungsquelle wird durch die äquivalente Stromquelle $I_e = U_e/R_i$ ersetzt. Der Resonator wird als Impedanz $Z(s)$ beschrieben. Der Innenwiderstand der Quelle R_i wird mit dem Verlustwiderstand

R zu $R_p = \frac{R \cdot R_i}{R + R_i}$ kombiniert.



$$Z(s) = \frac{U_a(s)}{I_e(s)} = \frac{s/C}{s^2 + \frac{s}{R_p \cdot C} + \frac{1}{L \cdot C}} \quad (\text{A.2.2-16})$$

$$= \frac{2 \sigma R_p s}{s^2 + 2 \sigma s + \omega_r^2}$$

mit $\sigma = \frac{\omega_r}{2Q_1} = \frac{1}{R_p \cdot C}$ und $\omega_r^2 = \frac{1}{L \cdot C}$

Bild A.2.2-5: Modifizierter RLC-Bandpaß nach Bild A.2.2-2

Setzt man $Z(s)$ in Gl. A.2.2-10 ein, so resultiert, wenn ω_a die Kreisfrequenz des Trägers und ω die des Modulationssignals ist, mit den Annahmen $\omega_a, \omega_r \gg \omega = s/j$ und $\omega_a \approx \omega_r$ das Resultat:

$$G_{aa}(s) \approx \frac{\sigma^2 + (\omega_r - \omega_a)^2 + \sigma \cdot s}{s^2 + 2\sigma s + \sigma^2 + (\omega_r - \omega_a)^2} \quad (\text{A.2.2-17})$$

Mit der Verstimmung des Resonators gegenüber dem Träger $\sigma \cdot \tan(\phi_z) = \omega_r - \omega_a$, lautet das Endergebnis:

$$G_{aa}(s) = G_{pp}(s) \approx \frac{\sigma^2 \cdot (1 + \tan^2 \phi_z) + \sigma \cdot s}{s^2 + 2\sigma s + \sigma^2 \cdot (1 + \tan^2 \phi_z)} \quad (\text{A.2.2-18})$$

Das Übersprechen zwischen den Modulationen wird berechnet, indem $Z(s)$ aus Gl. A.2.2-16 in Gl. A.2.2-11 eingesetzt wird und mit den Annahmen $\omega_a, \omega_r \gg \omega = s/j$ und $\omega_a \approx \omega_r$ gilt dann:

$$G_{pa}(j\omega) \approx \frac{s \cdot (\omega_r - \omega_a)}{s^2 + 2s \cdot \sigma + \sigma^2 + (\omega_r - \omega_a)^2} \quad (\text{A.2.2-19})$$

Wird wiederum die Verstimmung des Resonators gegenüber dem Träger $\sigma \cdot \tan(\phi_z) = \omega_r - \omega_a$ eingesetzt, so folgt:

$$G_{pa}(s) = -G_{ap}(s) \approx \frac{s \cdot \sigma \cdot \tan \phi_z}{s^2 + 2\sigma s + \sigma^2 \cdot (1 + \tan^2 \phi_z)} \quad (\text{A.2.2-20})$$

Ist der Resonator korrekt auf die Frequenz des Trägersignals abgestimmt, $\tan(\phi_z) = \omega_r - \omega_a = 0$, so beschreiben die Funktionen G_{aa} und G_{pp} einen Tiefpaß:

$$G_{aa}(s) = G_{pp}(s) \approx \frac{\sigma^2 + \sigma \cdot s}{s^2 + 2\sigma s + \sigma^2} = \frac{\sigma}{s + \sigma} \quad (\text{A.2.2-21})$$

und die Funktionen $G_{pa}(s)$ und $G_{ap}(s)$ sind Null, so daß sich Phasen- und Amplitudenmodulation nicht gegenseitig beeinflussen. Dies ist für einen Beschleuniger erwünscht. Die Grenzfrequenz des durch Gl. A.2.2-21 beschriebenen RC-Tiefpasses liegt bei

$$f = \frac{\sigma}{2\pi} = \frac{\omega_r}{2\pi \cdot 2Q_1} = \frac{f_r}{2Q_1} \quad (\text{A.2.2-22})$$

und die Zeitkonstante τ_k hat den Wert

$$\tau_k = \frac{2Q_1}{\omega_r} = \frac{Q_1}{\pi \cdot f_r} \approx 0,318 \frac{Q_1}{f_r} \quad (\text{A.2.2-23})$$

Dies entspricht ungefähr der Großsignalbetrachtung aus Gl. A.2.1-20. Für den ferritgefüllten abstimmbaren Resonator gilt näherungsweise $\mu_{r\Delta} \cdot Q_1 \cdot f = \text{const.}$ mit $f^2 \propto 1/\mu_{r\Delta}$, so daß der Quotient Q_1/f_r nahezu konstant ist. In der PSPICE-Simulation ist deshalb die Zeitkonstante $\tau \approx 5 \mu\text{s}$ unabhängig von der Frequenz gewählt.

A.3. Übersicht der erstellten Baugruppen

Die im folgenden aufgelisteten zwei bis sechslagigen Leiterplatten werden bei der Phasenregelung am Beschleuniger eingesetzt.

Bezeichnung	Größe ¹	Beschreibung
Amplitude DAC	D	zwei DA-Wandler 12 bit, 1 MHz, Ausgänge galvanisch entkoppelt, Sollwertvorgabe für die Amplitude der Beschleunigungsspannung
DAC output	D	zwei DA-Wandler 12 bit, 80 MSPS mit Interpolatoren, Ausgänge durch HF-Übertrager entkoppelt, Signalsynthese mit konstantem Takt
HF Synthesizer	D	Signalsynthese mit konstantem Takt mit dem NCO TMC 2340
Butterfly module	D	Multiplizierer PDSP 16116A, Schlüsselkomponente für alle Aufgaben der Mischung
Koordinatentransformator	D	zwei Koordinatentransformatoren TRW TMC 2330 für die Transformation kartesisch ↔ polar
Digitales Filter 1206	D	zwei digitale Filter mit je 1...16 Stufen für variablen Takt
Digitales Filter 4096 Taps	D	zwei digitale Filter mit je 1...4096 Stufen für konstanten Takt
Fast ADC	X	AD-Wandler 12 bit, 25 MSPS mit AD 9032
Amplitudenkorrektur	D	schnelle Amplitudenkorrektur eines Quadratursignals
VXI-VME-Adapter		Anpassung der mechanischen Abmessungen
12 bit DA-Wandler, 250 MSPS		DA-Wandler 12 bit, 250 MSPS. Wird mit Multiplexer oder NCO zu einer Doppeleuropakarte ergänzt
Multiplexer 2x16 bit		kombiniert zwei TTL-Datenströme zu einem ECL-Datenstrom, ergänzt DA-Wandler 12 bit, 250 MSPS zu einer VME/VXI-Doppeleuropakarte
Taktverteilung	X	Verteilung der ECL- und TTL-Taktsignale
LookUpTable, 30 MSPS	D	vier 16 bit breite Tabellen, in denen die Abtastwerte von Sinus- und Cosinus abgelegt sind
Phasenkorrektur	D	Korrektur und Anpassung der Sollwertvorgaben der Leittechnik
16 bit Addierer	D	ALU 16 bit, 50 MHz als Addierer oder Subtrahierer
PID-Regler	D	digitale PID-Kompensationsfunktion mit vier ALUs 16 bit, 50 MHz

¹ D: Doppeleuropaformat für VME, X: Doppeleuropaformat für VME oder VXI.

A.4. Programmierbare Bausteine

A.4.1. Mischprodukte des komplexen Multiplizierers

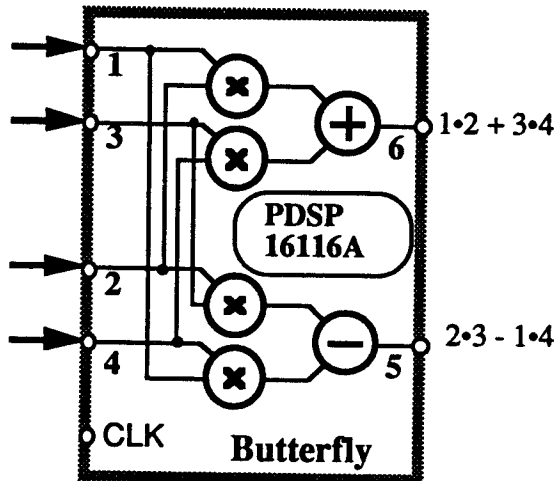


Bild A.4.1-1: Innenleben des komplexen Multiplizierers

Werden die Eingänge (1) bis (4) des Multiplizierers mit Quadratursignalen $[\sin(a), \cos(a)]$ und $[\sin(b), \cos(b)]$ beaufschlagt, so liegen je nach Beschaltung der Eingänge unterschiedliche Signalkombinationen an den Ausgängen (5) und (6) an. Die verschiedenen Möglichkeiten sind in der Tabellen A.4.1 aufgeführt. Die vier fettgedruckten Kombinationen werden tatsächlich für die Phasennormierung und Phasenregelung verwendet.

(1)	(2)	(3)	(4)	(5) = - (1) · (4) + (2) · (3)	(6) = (1) · (2) + (3) · (4)
$\sin a$	$\cos a$	$\sin b$	$\cos b$	$-\sin(a-b)$	$(\sin 2a + \sin 2b) / 2$
$\sin a$	$\cos a$	$\cos b$	$\sin b$	$\cos(a+b)$	$(\sin 2a + \sin 2b) / 2$
$\sin a$	$\sin b$	$\cos a$	$\cos b$	$-\sin(a-b)$	$\cos(a-b)$
$\sin a$	$\sin b$	$\cos b$	$\cos a$	$(\sin 2b - \sin 2a) / 2$	$\cos(a-b)$
$\sin a$	$\cos b$	$\sin b$	$\cos a$	$(\sin 2b - \sin 2a) / 2$	$\sin(a+b)$
$\sin a$	$\cos b$	$\cos a$	$\sin b$	$\cos(a+b)$	$\sin(a+b)$
$\cos a$	$\sin a$	$\sin b$	$\cos b$	$-\cos(a+b)$	$(\sin 2a + \sin 2b) / 2$
$\cos a$	$\sin a$	$\cos b$	$\sin b$	$\sin(a-b)$	$(\sin 2a + \sin 2b) / 2$
$\cos a$	$\sin b$	$\sin a$	$\cos b$	$-\cos(a+b)$	$\sin(a+b)$
$\cos a$	$\sin b$	$\cos b$	$\sin a$	$(\sin 2b - \sin 2a) / 2$	$\sin(a+b)$
$\cos a$	$\cos b$	$\sin a$	$\sin b$	$\sin(a-b)$	$\cos(a-b)$
$\cos a$	$\cos b$	$\sin b$	$\sin a$	$(\sin 2b - \sin 2a) / 2$	$\cos(a-b)$

Tabelle A.4.1: Mögliche Signale an den Ausgängen (5) und (6) des komplexen Multiplizierers

A.4.2 EPROMs der "schnellen" Amplitudenkorrektur

Die "schnelle" Amplitudenkorrektur formt ein in Quadratur vorliegendes Eingangssignal bestehend aus $A \cdot \sin(x)$ und $A \cdot \cos(x)$ mit unbekannter Amplitude A in ein Quadratursignal $B \cdot \sin(x)$ und $B \cdot \cos(x)$ mit bekannter Amplitude B um. Das Quadrat der Amplitude A folgt aus $SQ = [A \sin(x)]^2 + [A \cos(x)]^2 = A^2$ für alle reellen A und x. Die Eingangssignale werden mit dem Faktor $B \cdot (SQ)^{-0,5}$ multipliziert, der in einer Tabelle untergebracht ist. Da mit 16 bit Integerarithmetik gerechnet wird, sind alle vorkommenden Werte passend skaliert, um Überläufe zu vermeiden und die Rechengenauigkeit bestmöglich auszunützen. Deshalb wird der 31 bit Wert SQ auf eine 16 bit Adresse adr in einem Raster von vier bit Schritten so abgebildet, daß das höchste gesetzte bit erhalten bleibt:

$$adr = SQ \cdot 16^{-(tab)} \quad (A.4.3-1)$$

Die Skalierung mit einem Faktor $16^{-(tab)}$ entspricht am Ausgang einer Multiplikation mit $4^{-(tab)}$, die durch eine Ausgangsnormierung mit $4^{+(tab)}$ kompensiert wird. Der Eingangsbereich von A: 0...32767 wird mit 7 verschiedenen Tabellen verarbeitet. Diese finden in einem EPROM mit 65536 Worten² Speicherkapazität Platz, da sie entweder identische Informationen enthalten oder sich nicht im Adreßbereich überlappen. Aus Geschwindigkeitsgründen wird der Inhalt des EPROMs in ein schnelleres statisches RAM kopiert. Die Berechnungsvorschrift für die Tabelle (siehe[HAG-91]) lautet vereinfacht:

$$TABLE(adr) = INT \left[\frac{64 \cdot B \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{adr}} \right] \quad (A.4.3-2)$$

Die verkürzte Form einer GFA-BASIC-Prozedur zur Berechnung der Tabellen für eine Sollamplitude $B=32000$ ist nachfolgend angegeben. Die Tabellen 6 und 7 überlappen sich nicht im Adreßraum und die Tabellen eins bis fünf sind identisch.

```
PROCEDURE tabelle
  FOR adr=0 TO 7
    Table%(adr)=0
  NEXT adr
  k=64000*2*SQR(2)
  FOR adr=8 TO 255
    Table%(adr)=INT(k/SQR(adr)) ! REM Tabelle 7
  NEXT adr
  k=64000*8*SQR(2)
  FOR adr=256 TO 4095
    Table%(adr)=INT(k/SQR(adr)) ! REM Tabelle 6
  NEXT adr
  k=64000*32*SQR(2)
  FOR adr=4096 TO 65535
    Table%(adr)=INT(k/SQR(adr)) ! REM Tabellen 1..5
  NEXT adr
RETURN
```

² Ein Wort ist eine Gruppe von 16 bit.

Diese Werte sind noch nicht optimal, da Rundungsfehler nicht ausbalanciert werden. Es existieren deshalb Routinen, um zu testen, wie gut ein solcher Algorithmus bei beliebigen Eingangswerten die gewünschte Sollamplitude produziert oder ob es eventuell günstiger ist, einen Tabelleneintrag um plus oder minus ein bit zu verändern.

A.4.3. PAL-Gleichungen der schnellen Amplitudenkorrektur

Auf der Platine für die schnelle Amplitudenkorrektur werden PALs (siehe [LAT-91] und [AMD-88]) eingesetzt, um folgende Funktionen zu erfüllen:

COSY_IN: Eingangsskalierung: 16 bit aus 31 bit auswählen
 COSY_LUT: Umkopieren zweier 64KByte Eproms in ein schnelles RAM
 COSY_OR: Ermittlung, ob in einem Nibble³ ein bit gesetzt ist
 COSY_OUT: Ausgangsskalierung: 16 bit aus 28 bit auswählen
 COSY_SEL: Auswahl des höchstwertigen Nibbles

Die Gleichungen sind in der ABEL-Notation [CAP-92] angegeben.

cosy_in für die Eingangsskalierung

Equations for Device cosy_in

```

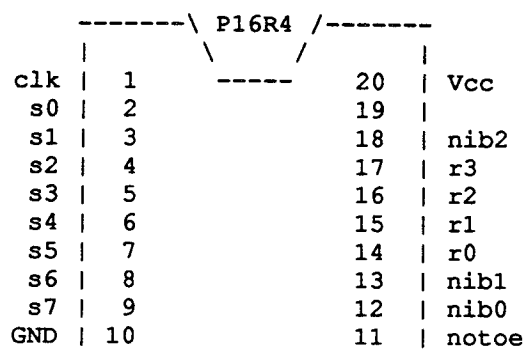
r0 := (!nib0 & !nib1 & !nib2 & !s4 # !nib0 & !nib1 & nib2 & !s2
      # !nib0 & nib1 & nib2 & !s0 # nib0 & !nib1 & nib2 & !s1
      # nib0 & nib1 & !nib2 & !s3);

r1 := (!nib0 & !nib1 & !nib2 & !s5 # !nib0 & !nib1 & nib2 & !s3
      # !nib0 & nib1 & nib2 & !s1 # nib0 & !nib1 & nib2 & !s2
      # nib0 & nib1 & !nib2 & !s4);

r2 := (!nib0 & !nib1 & !nib2 & !s6 # !nib0 & !nib1 & nib2 & !s4
      # !nib0 & nib1 & nib2 & !s2 # nib0 & !nib1 & nib2 & !s3
      # nib0 & nib1 & !nib2 & !s5);

r3 := (!nib0 & !nib1 & !nib2 & !s7 # !nib0 & !nib1 & nib2 & !s5
      # !nib0 & nib1 & nib2 & !s3 # nib0 & !nib1 & nib2 & !s4
      # nib0 & nib1 & !nib2 & !s6);
  
```

Chip diagram Device cosy_in



³ Ein Nibble ist eine Gruppe von vier bit, also ein halbes Byte.

cosy_lut für schnelle LookUpTable

Equations for Device cosy_lut

```

Load_Enable := !(Ram_Enable & Ready & Reset
               # Load_Enable & Ram_Enable & Reset);

Ram_Enable := !(Ram_Enable & !Ready & Reset
               # Load_Enable & !Ram_Enable & Reset);

we := !(Load_Enable & Next & we);
Next := !(Load_Enable & Next & !we);
cs = !(Ram_Enable # !we);
Reset_Counter = !(Load_Enable);
Led_Busy = !(Load_Enable);
Led_Ready = !(Ram_Enable);

```

Chip diagram for Device cosy_lut

-----\ P16R4 /-----			
clk	1	20	Vcc
Reset	2	19	Reset_Counter
Ready	3	18	cs
	4	17	Next
	5	16	we
	6	15	Ram_Enable
	7	14	Load_Enable
	8	13	Led_Ready
	9	12	Led_Busy
GND	10	11	notoe

cosy_or für Nibbleermittlung

Equations for Device cosy_or

```

out1 := !(i10 & !i1 & !i2 & !i3);
out2 := !(i14 & !i5 & !i6 & !i7);
out3 := !(i110 & !i11 & !i8 & !i9);

```

Chip diagram for Device cosy_or

-----\ P16R4 /-----			
clk	1	20	Vcc
i10	2	19	i11
i11	3	18	i10
i12	4	17	
i13	5	16	out3
i14	6	15	out2
i15	7	14	out1
i16	8	13	i9
i17	9	12	i8
GND	10	11	notoe

cosy_out für Ausgangsumschaltung

Equations for Device cosy_out

```

r0 := !(nib0 & !nib1 & !nib2 & !s3 # !nib0 & !nib1 & nib2 & !s7
# !nib0 & nib1 & !nib2 & !s5 # !nib0 & nib1 & nib2 & !s9
# nib0 & !nib1 & !nib2 & !s4 # nib0 & !nib1 & nib2 & !s8
# nib0 & nib1 & !nib2 & !s6);

r1 := !(nib0 & !nib1 & !nib2 & !s2 # !nib0 & !nib1 & nib2 & !s6
# !nib0 & nib1 & !nib2 & !s4 # !nib0 & nib1 & nib2 & !s8
# nib0 & !nib1 & !nib2 & !s3 # nib0 & !nib1 & nib2 & !s7
# nib0 & nib1 & !nib2 & !s5);

r2 := !(nib0 & !nib1 & !nib2 & !s1 # !nib0 & !nib1 & nib2 & !s5
# !nib0 & nib1 & !nib2 & !s3 # !nib0 & nib1 & nib2 & !s7
# nib0 & !nib1 & !nib2 & !s2 # nib0 & !nib1 & nib2 & !s6
# nib0 & nib1 & !nib2 & !s4);

r3 := !(nib0 & !nib1 & !nib2 & !s0 # !nib0 & !nib1 & nib2 & !s4
# !nib0 & nib1 & !nib2 & !s2 # !nib0 & nib1 & nib2 & !s6
# nib0 & !nib1 & !nib2 & !s1 # nib0 & !nib1 & nib2 & !s5
# nib0 & nib1 & !nib2 & !s3);

```

Chip diagram for Device cosy_out

-----\ P20R4 /-----			
clk	1	-----	24 Vcc
s0	2		23 nib2
s1	3		22 nib1
s2	4		21 nib0
s3	5		20 r3
s4	6		19 r2
s5	7		18 r1
s6	8		17 r0
s7	9		16
s8	10		15
s9	11		14
GND	12		13 notoe

cosy_sel für die Ermittlung des höchsten Nibbles

Equations for Device cosy_sel

```

Nibi0 = !( Q1 # !Q2 & Q3 # !Q2 & !Q4);
Nibi1 = !( !Q1 & Q2 # !Q1 & Q3 # !Q1 & !Q4);
Nibi2 = !( !Q1 & !Q2 & !Q3);
Nibo0 := !( Q1 # !Q2 & Q3 # !Q2 & !Q4 & Q5 # !Q2 & !Q4 & !Q6);
Nibo1 := !( !Q1 & Q2 # !Q1 & Q3 # !Q1 & !Q4 & !Q5);
Nibo2 := !( !Q1 & !Q2 & !Q3);

```

Chip diagram for Device cosy_sel

-----\ P16R4 /-----			
clk	1	-----	20 Vcc
Q1	2		19
Q2	3		18 Nibi2
Q3	4		17
Q4	5		16 Nibo2
Q5	6		15 Nibo1
Q6	7		14 Nibo0
	8		13 Nibi1
	9		12 Nibi0
GND	10		11 notoe

A.4.4. PAL-Gleichungen für IEEE-Handshake

Der NCO für 20 MHz Taktfrequenz, der NCO für 1 GHz Taktfrequenz, die NCOs für 1...1,6 GHz Taktfrequenz, der "langsame" 1 MHz 12 bit DA-Wandler und die Umsetzerkarte werden an 24 bit breite Funktionsgeneratoren der Leittechnik angeschlossen, die Funktionswerte im μ s-Raster ausgeben. Die nötige Synchronisierung ("Handshake") wird von einem PAL (siehe [LAT-91] und [AMD-88]) erledigt, das für alle aufgeführten Baugruppen zweckmässigerweise identisch ausgeführt ist. Das PAL reagiert auf die fallende Flanke von DAV (Data valid inverted) und erzeugt die Signale NRFD (Not Ready For Data) und DAC (Data accepted). Es darf mit einem Takt von 4...20 MHz betrieben werden. Der zeitliche Verlauf ist qualitativ in Bild A.4.4-1 wiedergegeben. Er entspricht dem IEEE-Standard, der z.B. für den GPIB-Bus verwendet wird (siehe [SCH-86]).

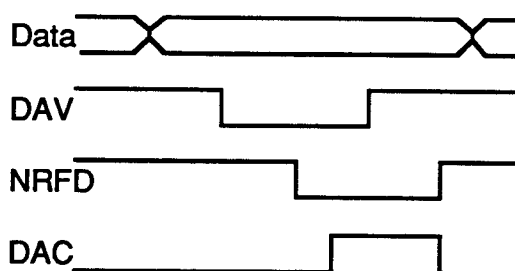


Bild A.4.4-1: Zeitverlauf der IEEE-Handshake-Signale NDAV, RFD, DAC

Handshake Controller für COSY RF System
Equations for Device cosyrf_488

```
res874 = !(ena);
en377  = !(DAV1 # !DAV2);
NRFD   := !(en377);
DAC    := !(NRFD # en377);
load   := !(DAC);
```

Chip diagram for Device cosyrf_488

-----\ P16R4 /-----				
BCLK		1	-----	20 Vcc
		2		19
		3		18 res874
		4		17 load
		5		16
		6		15 DAC
ena		7		14 NRFD
DAV2		8		13
DAV1		9		12 en377
GND		10		11 OE

A.4.5. PAL-Gleichungen für das VME-Bus-Interface

Auf den Platinen der digitalen Filter befindet sich ein PAL (siehe [LAT-91]), das das Beschreiben des Registers, das die Anzahl der Filterstufen bestimmt, vom VME-Bus aus ermöglicht.

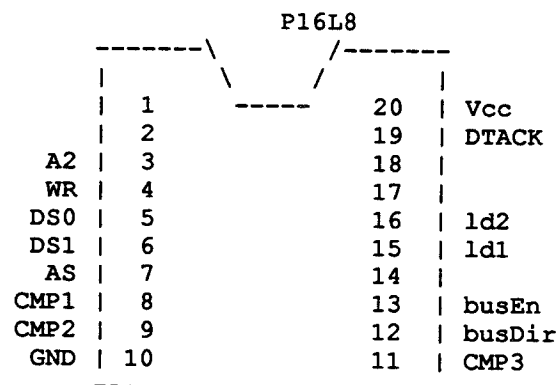
VME-BUS-Adapter fuer VME Bus Interface fuer COSY RF System
Equations for Device cosyrf_VME

```

busEn = !(AS & !CMP1 & !CMP2 & !CMP3);
busDir = !(WR & !busEn);
ld1 = !(A2 & !DS0 & !DS1 & !WR & !busEn);
ld2 = !(A2 & !DS0 & !DS1 & !WR & !busEn);
DTACK = !(busEn & !ld1 # !busEn & !ld2);

```

Chip diagram for Device cosyrf_VME



A.4.6. PROMs der Tabelle zur Sinus/Cosinus-Ausgabe

Die Tabelleneinträge für die PROMs der Look-Up-Tabelle sind nach den Formeln

$$\text{SIN}(n) = \text{INT}(32767 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot n/16))$$

$$\text{COS}(n) = \text{INT}(32767 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot n/16))$$

(A.4.6)

$$\text{SINV}(n) = \text{INT}(32767 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot n/16 + \pi/16))$$

$$\text{COSV}(n) = \text{INT}(32767 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot n/16 + \pi/16))$$

mit $n = 0, 1, 2, \dots, 14, 15$ generiert. Damit lauten die Einträge, die als Integer- und als Hexadezimal-Werte aufgeführt sind für SIN(n) und COS(n):

Adresse	SIN(n) als Integer	SIN(n) als Hexzahl	COS(n) als Integer	COS(n) als Hexzahl
0	0	0000	32767	7FFF
1	12539	30FB	30272	7640
2	23169	5A81	23169	5A81
3	30272	7640	12539	30FB
4	32767	7FFF	0	0000
5	30272	7640	- 12539	CF05
6	23169	5A81	- 23169	A57F
7	12539	30FB	- 30272	89C0
8	0	0000	- 32767	8001
9	- 12539	CF05	- 30272	89C0
10	- 23169	A57F	- 23169	A57F
11	- 30272	89C0	- 12539	CF05
12	- 32767	8001	0	0000
13	- 30272	89C0	12539	30FB
14	- 23169	A57F	23169	5A81
15	- 12539	CF05	30272	7640

und für SINV(n) und COSV(n):

Adresse	SINV(n) als Integer	SINV(n) als Hexzahl	COSV(n) als Integer	COSV(n) als Hexzahl
16	6392	18F8	32137	7D89
17	18204	471C	27244	6A6C
18	27244	6A6C	18204	471C
19	32137	7D89	6392	18F8
20	32137	7D89	- 6392	E708
21	27244	6A6C	- 18204	B8E4
22	18204	471C	- 27244	9594
23	6392	18F8	- 32137	8277
24	- 6392	E708	- 32137	8277
25	- 18204	B8E4	- 27244	9594
26	- 27244	9594	- 18204	B8E4
27	- 32137	8277	- 6392	E708
28	- 32137	8277	6392	18F8
29	- 27244	9594	18204	471C
30	- 18204	B8E4	27244	6A6C
31	- 6392	E708	32137	7D89

Die Adresse ist fortlaufend, da PROMs mit 32 x 8 bit verwendet werden, die beide Tabellen aufnehmen können.

A.5. Verwendete Meßgeräte und Signalgeneratoren

- **Digitalspeicheroszilloskop Tektronix DSA 602 A**
 - 8 bit Auflösung, 1 GHz analoge Bandbreite, bis 2 GHz Abtastrate
- **Analoges Oszilloskop Tektronix 2252 mit eingebautem Frequenzzähler**
 - 100 MHz Bandbreite
- **Spektrumanalysator HP 8560A, Frequenzbereich bis 2,9 GHz**
- **Spektrumanalysator HP 8566B**
 - Zwei Meßbereiche: 100 Hz - 2,5 GHz und 2 - 22 GHz
- **Vektorvoltmeter HP 8508A**
 - Amplituden- und Phasenmessung von 100 KHz bis 1 GHz
- **Frequenzzähler Hameg HM 8021-3, Meßbereich bis 1 GHz**
- **S-Parametermeßplatz HP 8753C**
 - S-Parameteruntersuchungen von 300 kHz bis 6 GHz
- **Arbiträrer Wellenformgenerator LeCroy 9112**
 - bis 50 MSPS Taktfrequenz, Kapazität 1 MWorte à 16 bit
 - 2 digitale Ausgänge 16 bit TTL-Pegel
 - 2 analoge Ausgänge mit 12 bit DA-Wandlern
- **Wobbelgenerator HP 8625A, Frequenzbereich 300 kHz bis 6 GHz**
- **Analoger Sinusgenerator: Hameg HM 8032**
 - Frequenzbereich 20 Hz bis 20 MHz
- **Digital einstellbarer Sinus- und Rechteckgenerator: Scitec VDS 15**
 - Sinus und TTL: 0,1 Hz bis 15 MHz
 - Frequenz im BCD-Code in 0,1 Hz Schritten einstellbar
- **Digital (BCD) einstellbarer Rechteckgenerator: Scitec VDS 256**
 - ECL-Ausgang: 1...255 MHz (1 kHz Auflösung)
 - TTL-Ausgänge: 0,1...25,5 MHz (100 Hz Auflösung)
10 kHz...2,55 MHz (10 Hz Auflösung)
1 kHz...255 kHz (1 Hz Auflösung)
- **fernbedienbarer Sinusgenerator PTS 310**
 - Frequenzbereich 300 kHz bis 300 MHz, Auflösung 1 Hz
 - Frequenz wird im BCD-Code eingestellt

A.6. Programme

Stellvertretend für die Simulation der digitalen Phasenmessung sind die Ausdrücke der TurboPascal-Programme

 sim20ph4.pas (Simulation der Phasenmessung mit konstantem Takt)
 simvar.pas (Simulation der Phasenmessung mit variablem Takt)
wiedergegeben.

Es gibt verschiedene Programme, um die realisierten Kombinationen von Signalerzeugung und Phasenmessung bei konstantem Takt und variablem Takt anzusteuern. Als Beispiel sind hier die TurboPascal-Programme

 ATAuswrt.pas (Messung und Auswertung bei konstantem Takt)
 AT_2STEL.pas (Signalerzeugung und Messung mit variablem Takt)
abgedruckt. Der Wellenwiderstand einer Streifenleitung kann mit einem kleinen Hilfsprogramm in BASIC bestimmt werden.

A.6.1. sim20ph4.pas (Phasenmessung mit konstantem Takt)

Programm sim20ph4.pas in TurboPascal zur Berechnung der Phasenabweichung des Meßverfahrens mit konstanter Taktrate f_c nach Bild 2.4-8.

```
(* sim20PH4.pas *)
(*****)
(* Simulation Phasenmessung COSY-HF mit festem Takt *)
(* Alexander Schnase, 01.07.1993 *)
(*****)
uses dos,crt;
const g=1; (* Gleichanteil 1 LSB *)

var (* Format(Anzahl,Pins)*)
butter      : array [1..6,1..6] of longint; (* Anschluesse / Interna Butterfly *)
butteradd   : array [1..6,1..4] of longint;
buttermul   : array [1..6,1..4] of longint;
df          : array [1..2,1..2] of integer; (* Digitale Filter bis zu 4095 Taps *)
dfi         : array [1..2,0..4095] of integer;
dfs         : array [1..2] of longint;
dg          : array [1..2,1..2] of integer; (* Digitale Filter bis zu 4095 Taps *)
dgi         : array [1..2,0..4095] of integer;
dgs         : array [1..2] of longint;
dpi, dpo    : array [1..2] of integer; (* Pointer fuer Ein- und Ausgabe von 1 bis k1 *)
dqi, dqo    : array [1..2] of integer; (* Pointer fuer Ein- und Ausgabe von 1 bis k2 *)
phierr      : array [0..4000] of real; (* Phasendifferenz *)
phiout      : real;
fs          : real; (* Signalfrequenz *)
phs         : real; (* Phasenversatz in Grad*)
phiin       : real; (* Phasenversatz in rad *)
fc          : real; (* Taktfrequenz *)
nad         : integer; (* Wortbreite DA-Wandler *)
kad         : longint; (* Skalenfaktor DA-Wandler *)
nmu         : integer; (* Wortbreite Multiplizierer *)
kmu         : longint; (* Skalenfaktor Multiplizierer *)
pot         : array [0..16] of longint;
k1,k2       : integer; (* Filterlaengen *)
kn1, kn2    : integer; (* Normalisierungswert *)
```

```

fi,h,i,j,k,pk      : longint;
omeg                : real; (* relative Frequenz *)
tmax,t              : integer; (* Anzahl Simulationstakte *)
pmin, pmax          : real; (* Abweichung in Grad *)
pgmin,pgmax         : real; (* Abweichung einer Phasenmessreihe *)
ph                  : real; (* Phase des NCO *)
sl                  : integer; (* analoges Eingangssignal *)
re                  : integer; (* Realteil Differenzsignal *)
im                  : integer; (* Imaginarteil Differenzsignal *)
c                   : char;
datei               : text;

begin
c:=' ';
assign(datei,'phase.dat'); rewrite(datei);

repeat
(* eingaben*)
clrscr;
k:=1; (* pot[0..16] = {1,2,4,8,16...} = 2^k *)
for i:=0 to 16 do
begin pot[i]:=k; k:=k*2; end;

writeln('Zu simulierende Frequenz in kHz (400...8000)'); readln(fs);
writeln(datei,'fs= ',fs);

writeln('Taktfrequenz in Hz (2e7) '); readln(fc);
writeln(datei,'fc= ',fc);

writeln('Wortbreite Multiplizierer (16) '); readln(nmu);
kmu := pot[nmu-1] - 1; writeln('Skala: ', kmu);
writeln(datei,'nmu= ',nmu);

writeln('Wortbreite AD-Wandler (12) '); readln(nad);
if nad>nmu then
begin
writeln('Wandlerrauflösung verringert!');
nad:=nmu;
end;
kad := pot[nad-1] - 1; writeln('Skala: ', kad);
writeln(datei,'kad= ',nad);

pgmin := 0; pgmax := 0; (* minimale und maximale Abweichung in Grad *)

(* writeln('Phasenversatz (0...360°) '); readln(pha); *)

for pk:=0 to 32 do
begin
pha:=11*pk; phiin := (pha * pi / 180); (* in Rad *)
writeln('Phasenversatz :',11*pk,' ° ');
write(datei,'ph:',11*pk:6);

k1 := 1009; k2 := 1039; (* Filterlängen k1 und k2 *)
kn1:= 1024; kn2:= 1024; (* Normalisierungswerte der digitalen Filter *)

ph:=0; (* Anfangsphase NCO *)
omeg := 2 * pi * fs / fc * 1000; (* * 1000 wg. kHz *)
tmax := 2500; (* Anzahl Simulationstakte *)
pmin := 0; pmax := 0; (* minimale und maximale Abweichung in Grad *)

```

```

(* Initialisierung der Schaltung *)
(* 1 Butterfly-Modul PDSP 16116 A *)
FOR h := 1 TO 6 do butter[1, h] := 0; (* Ein- und Ausgaenge loeschen *)
FOR h := 1 TO 4 do
begin
    butteradd[1, h] := 0; (* Addierer im Butterfly *)
    buttermul[1, h] := 0; (* Multiplizierer im Butterfly *)
end;

(* 2 digitale Filter k1 mit bis zu 4096 Taps *)
FOR fi := 1 TO 2 do
begin
    dpi[fi] := k1; (* Pointer fuer Eingabe von 1 bis k1 *)
    dpo[fi] := 0; (* Pointer fuer Ausgabe von 1 bis k1 *)
    df[fi, 1] := 0; (* Eingang auf Null *)
    df[fi, 2] := 0; (* Ausgang auf Null *)
    dfs[fi] := 0; (* Summe auf Null *)
    FOR h := 0 TO 4095 do dfi[fi, h] := 0; (* Warteschlange auf Null *)
end; (* fi *)

(* 2 digitale Filter k2 mit bis zu 4096 Taps *)
FOR fi := 1 TO 2 do
begin
    dqi[fi] := k2; (* Pointer fuer Eingabe von 1 bis k2 *)
    dqo[fi] := 0; (* Pointer fuer Ausgabe von 1 bis k2 *)
    dg[fi, 1] := 0; (* Eingang auf Null *)
    dg[fi, 2] := 0; (* Ausgang auf Null *)
    dgs[fi] := 0; (* Summe auf Null *)
    FOR h := 0 TO 4095 do dgi[fi, h] := 0; (* Warteschlange auf Null *)
end; (* fi *)

(* Hauptschleife *)
FOR t := 0 TO tmax do (* t ist die abgelaufene Zeit mit dt=1 <=> 50 ns *)
begin
    ph := ph + omeg; (* Oszillator mit NCO-Verfahren *)
    WHILE ph >= 2 * pi do ph := ph - 2 * pi;

    butter[1, 1] := -g + round(kmu * COS(ph)); (* LUT (COS) Butterfly 1 *)
    butter[1, 3] := -g + round(kmu * SIN(ph)); (* LUT (SIN) Butterfly 1 *)

(* eingangssignale *)
    s1 := ((kmu+1)div(kad+1)) * round(SIN(ph + phiin) * kad); (* 12 bit Wandler: bit 4..15 *)
    butter[1, 2] := -g + s1; (* Eingang Butterfly 1 *)

(* butterfly *)
(* Die Eingangssignale werden mit dem Lokalen Oszillator gemischt, so dass *)
(* man die Phasendifferenz zum LO als Funktion in sin und cos erhaelt *)
(* Butterfly1 mit butter(1,4)=0 PDSP 16116 A *)

    butter[1, 6] := butteradd[1, 1]; butter[1, 5] := butteradd[1, 4];
    butteradd[1, 1] := round(buttermul[1, 1] * buttermul[1, 2] / (kmu + 1));
    butteradd[1, 4] := round(buttermul[1, 2] * buttermul[1, 3] / (kmu + 1));
    FOR h := 1 TO 3 do buttermul[1, h] := butter[1, h];

    (* Signale an die digitalen Filter weitergeben *)
    df[1, 1] := butter[1, 6]; (* sin phi *)
    df[2, 1] := butter[1, 5]; (* cos phi *)

(* filter *)
(* dpi(fi) ist Pointer fuer Eingabe von 1 bis k1 und dpo(fi) ist Pointer fuer Ausgabe *)
(* 2 digitale Filter mit bis zu 4096 Taps *)
FOR fi := 1 TO 2 do
begin
    inc(dpi[fi]) ; IF dpi[fi] > 4095 THEN dpi[fi] := 0;
    inc(dpo[fi]) ; IF dpo[fi] > 4095 THEN
        begin dpo[fi] := 0; dpi[fi] := k1; end;
end;

```

```

df[fi, 2] := round(dfs[fi] / kn1); (* Ausgang erhaelt Summe durch kn1 (Zweierpotenz) *)
dfs[fi] := dfs[fi] - dfi[fi, dpo[fi]] + df[fi, 1]; (* Aufsummieren *)
dfi[fi, dpi[fi]] := df[fi, 1]; (* Eingang einspeichern *)
end; (* fi *) (* Signale dem zweiten digitalen Filter uebergeben *)
dg[1, 1] := df[1, 2]; (* sin phi *)
dg[2, 1] := df[2, 2]; (* cos phi *)

(* ***** *)
(* dqi(fi) ist Pointer fuer Eingabe von 1 bis k2 dqi(fi) ist Pointer fuer Ausgabe *)
(* 2 digitale Filter mit bis zu 4096 Taps *)
FOR fi := 1 TO 2 do
begin
inc (dqi[fi]) ; IF dqi[fi] > 4095 THEN dqi[fi] := 0;
inc (dqi[fi]) ; IF dqi[fi] > 4095 THEN
begin dqi[fi] := 0; dqi[fi] := k2; end;
dg[fi, 2] := round(dgs[fi] / kn2); (* Ausgang erhaelt Summe durch kn2 (Zweierpotenz) *)
dgs[fi] := dgs[fi] - dgi[fi, dqi[fi]] + dg[fi, 1]; (* Aufsummieren *)
dgi[fi, dqi[fi]] := dg[fi, 1]; (* Eingang einspeichern *)
end; (* fi *)

im := round(dg[1, 2]); (* sin phi *)
re := round(dg[2, 2]); (* cos phi *)
(* Phasemessung *)
IF (re <> 0) THEN
begin
if re>0 then phiout := ArcTan(im / re);
if (re<0) and (im<0) then phiout := ArcTan(im / re) - pi;
if (re<0) and (im>=0) then phiout := ArcTan(im / re) + pi;
end
ELSE
begin
if im >0 then phiout := pi / 2;
if im =0 then phiout := 0;
if im <0 then phiout := - pi / 2;
end;

phierr[t] := (phiout - phiin) * 180 / pi; (* Ermittlung der Phasendifferenz in Grad *)
IF phierr[t] > 180 THEN phierr[t] := phierr[t] - 360;
IF phierr[t] <-180 THEN phierr[t] := phierr[t] + 360;

(* IF (t mod 100) = 0 THEN
begin
gotoxy(1,15); Writeln('t: ',t,' out: ',phiout*180/pi:10:5,' Error: ',phierr[t]:10:5);
end; *)

IF t > 2100 THEN
begin
IF phierr[t] > pmax THEN pmax := phierr[t];
IF phierr[t] < pmin THEN pmin := phierr[t];
end;
end; (* t *)

gotoxy(1,17); Writeln('pmin: ',pmin:10:5,'° pmax: ',pmax:10:5,'°');
Writeln (datei,' pmin: ',pmin:10:5,'° pmax: ',pmax:10:5,'°');
IF pmax > pgmax THEN pgmax := pmax;
IF pmin < pgmin THEN pgmin := pmin;
end; (* pk *)

Writeln('pgmin: ',pgmin:10:5,'° pgmax: ',pgmax:10:5,'°');
Writeln(datei,'pgmin: ',pgmin:10:5,'° pgmax: ',pgmax:10:5,'°');

writeln('Ende der Simulation (j/n)');
repeat c := readkey until (c='j') or (c='n');

until c='j'; (* Eingaben *)
close(datei);
END. (* Des Programm sim20PH4.pas *)

```

A.6.2. simvar.pas (Phasenmessung mit variablem Takt)

Programm simvar.pas in TurboPascal zur Berechnung der Phasenabweichung des Meßverfahrens mit variabler Taktrate $f_c = n_t \cdot f_a$ nach Bild 2.4-9.

```
(* simvar.pas *)
(*****)
(* Simulation der Phasenmessung für COSY-HF mit var. Takt*)
(* Alexander Schnase, 07.07.1993 *)
(*****)
uses dos,crt;

const g=1; (* Gleichanteil 1 LSB *)

var (* Format(Anzahl,Pins)*)
  butter      : array [1..6] of longint; (* Anschlusse / Interna Butterfly *)
  butteradd   : array [1..4] of longint;
  buttermul   : array [1..4] of longint;

  df          : array [1..2,1..2] of integer; (* Digitale Filter bis zu 16 Taps *)
  dfi         : array [1..2,1..16] of integer;
  dfs         : array [1..2] of longint;

  fg          : array [1..2] of integer; (* Ausgang des LO *)
  si,co       : array [0..15] of integer; (* Look-Up-Tabelle als LO *)
  ddl         : array [1..2] of integer; (* Verzögerung um 1..4 Takte *)
  ddlv        : array [1..4] of integer; (* Speicherung bis 4 Takte *)
  phierr      : array [0..1000] of real; (* Phasendifferenz *)
  phiout      : real;
  nt          : integer; (* Verhaeltnis fc/fa = 4,8,12,16 *)
  phs         : real; (* Phasenversatz in Grad*)
  phiin       : real; (* Phasenversatz in rad *)
  nad         : integer; (* Wortbreite DA-Wandler *)
  kad         : longint; (* Skalenfaktor DA-Wandler *)
  nm          : integer; (* Wortbreite Multiplizierer *)
  km          : longint; (* Skalenfaktor Multiplizierer *)
  pot         : array [0..16] of longint;
  knl         : integer; (* Normalisierungswert *)
  fi,h,i,k,pk : longint;
  omeg        : real; (* relative Frequenz *)
  tmax,t      : integer; (* Anzahl Simulationstakte *)
  pmin, pmax  : real; (* Abweichung in Grad *)
  pgmin,pgmax : real; (* Abweichung einer Phasenmessreihe *)
  sl          : integer; (* analoges Eingangssignal *)
  re          : integer; (* Realteil Diiferenzsignal *)
  im          : integer; (* Imaginaerteil Differenzsignal *)
  c           : char;
  datei       : text;

begin
  c:=' ';
  assign(datei,'phase.dat'); rewrite(datei);

  repeat
    (* eingaben*)
    clrscr;
    k:=1; (* pot[0..16] = {1,2,4,8,16...} = 2^k *)
    for i:=0 to 16 do
      begin pot[i]:=k; k:=k*2; end;

    repeat
      writeln('Faktor nt bei fc=nt*fa, nt=(4,8,12,16) '); readln(nt);
    until (nt=4) or (nt=8) or (nt=12) or (nt=16);
    writeln(datei,'nt= ',nt);
```

```

writeln('Wortbreite Multiplizierer (16) '); readln(nmu);
kmu := pot[nmu-1] - 1; writeln('Skala: ', kmu);
writeln(datei, 'nmu= ', nmu);

writeln('Wortbreite AD-Wandler (12) '); readln(nad);
if nad > nmu then
begin
    writeln('Wandlerrückführung verringert!');
    nad := nmu;
end;
kad := pot[nad-1] - 1; writeln('Skala: ', kad);
writeln(datei, 'kad= ', nad);

pgmin := 0; pgmax := 0; (* minimale und maximale Abweichung in Grad *)

(* writeln('Phasenversatz (0...360°) '); readln(phas); *)

for pk:=0 to 32 do
begin
    phs:=11*pk; phiin := (phs * pi / 180); (* in Rad *)
    writeln('Phasenversatz :', 11*pk, ' ° ');
    write(datei, 'ph:', 11*pk:6);

knl:= 16; (* Normalisierungswerte des digitalen Filters *)
if (nt=8) or (nt=4) then knl := nt; (* abh. von nt *)

omeg := 2 * pi / nt; (* z.B. nt=16 *)
tmax := 100; (* Anzahl Simulationstakte *)
pmin := 0; pmax := 0; (* minimale und maximale Abweichung in Grad *)

(* Initialisierung der Schaltung *)
(* Initialisierung des Lokalen Oscillators *)
FOR t:=0 TO 15 do
begin
    si[t]:=round(SIN(2*PI*t/nt)*kmu);
    co[t]:=round(COS(2*PI*t/nt)*kmu);
end; (* t *)

(* 1 Butterfly-Modul PDSP 16116 A *)
FOR h := 1 TO 6 do butter[ h] := 0; (* Ein- und Ausgänge löschen *)
FOR h := 1 TO 4 do
begin
    butteradd[ h] := 0; (* Addierer im Butterfly *)
    buttermul[ h] := 0; (* Multiplizierer im Butterfly *)
end;

(* Verzögerung um 4 Takte = 90 Grad *)
ddl[1]:=0; ddl[2]:=0;
FOR h:=1 TO 4 do ddlv[h]:=0;

(* 2 digitale Filter k1 mit bis zu 4096 Taps *)
FOR fi := 1 TO 2 do
begin
    df[fi, 1] := 0; (* Eingang auf Null *)
    df[fi, 2] := 0; (* Ausgang auf Null *)
    dfs[fi] := 0; (* Summe auf Null *)
    FOR h := 1 TO 16 do dfi[fi, h] := 0; (* Warteschlange auf Null *)
end; (* fi *)

(* Hauptschleife *)

FOR t := 0 TO tmax do (* t ist die abgelaufene Zeit in Takten *)
begin
    (* oscillator : 2 Tabellen mit 16 Einträgen *)
    fg[1]:=si[t mod nt];
    fg[2]:=co[t mod nt];
    butter[1]:=fg[2]; (* LUT (cos) Butterfly *)
    butter[3]:=fg[1]; (* LUT (sin) Butterfly *)

```

```

(* eingangssignale *)
s1 := ((kmu+1)div(kad+1)) * round(SIN(t*omeg + phiin) * kad); (* 12 bit ADU: bit 4..15 *)
ddl[1]:=s1; (* Eingang Verzoegerung um vier Takte *)
butter[ 2] := g + s1; (* Eingang Butterfly 1 *)

(* verzoegerung, Wandlersignal wird um nt/4 Takte=90 Grad verzoegert *)
ddl[2]:=ddlv[nt div 4]; (* Ausgang zuweisen *)
FOR h:=3 downto 1 do ddlv[h+1]:=ddlv[h]; (* schieben *)
ddlv[1]:=ddl[1]; (* Eingang laden *)
butter[4]:=ddl[2]; (* Ausgangssignal weitergeben zum Butterfly *)

(* butterfly PDSP 16116 A *)
(* Die Eingangssignale werden mit dem Lokalen Oszillator gemischt, so dass *)
(* man die Phasendifferenz zum LO als Funktion in sin und cos erhaelt *)

butter[ 6] := butteradd[ 1] + butteradd[ 2]; butter[ 5] :=-butteradd[ 3] + butteradd[ 4];
butteradd[ 1] := round(buttermul[ 1] * buttermul[ 2] / (kmu + 1));
butteradd[ 2] := round(buttermul[ 3] * buttermul[ 4] / (kmu + 1));
butteradd[ 3] := round(buttermul[ 1] * buttermul[ 4] / (kmu + 1));
butteradd[ 4] := round(buttermul[ 2] * buttermul[ 3] / (kmu + 1));
FOR h := 1 TO 4 do buttermul[ h] := butter[ h];

df[1, 1] := butter[ 6]; (* sin phi *) (* Signale an die digitalen Filter weitergeben *)
df[2, 1] := butter[ 5]; (* cos phi *)

FOR fi:=1 TO 2 do (* 2 digitale Filter mit nt bis zu 16 Taps *)
begin
  df[fi,2]:=round(dfs[fi] / kn1); (* Ausgang erhaelt Summe durch 4,8,16 *)

  dfs[fi] :=dfs[fi]-dfi[fi,nt]+df[fi,1]; (* Aufsummieren *)
  FOR h:=nt downto 2 do dfi[fi,h]:=dfi[fi,h-1]; (* Datenverschiebung *)

  dfi[fi,1]:=df[fi,1];
end; (* fi *)

(* phasemess, Ermittlung der Phasendifferenz hinter den Filtern *)
im := round(df[1, 2]); (* sin phi *)
re := round(df[2, 2]); (* cos phi *)

IF (re <> 0) THEN
  begin
    if re>0 then phiout := ArcTan(im / re);
    if (re<0) and (im< 0) then phiout := ArcTan(im / re) - pi;
    if (re<0) and (im>=0) then phiout := ArcTan(im / re) + pi;
  end
ELSE
  begin
    if im >0 then phiout := pi / 2;
    if im =0 then phiout := 0;
    if im <0 then phiout := - pi / 2;
  end;

phierr[t] := (phiout - phiin) * 180 / pi; (* Ermittlung der Phasendifferenz in Grad *)
IF phierr[t] > 180 THEN phierr[t] := phierr[t] - 360;
IF phierr[t] <-180 THEN phierr[t] := phierr[t] + 360;

IF (t mod 16) = 0 THEN
  begin
    gotoxy(1,15); Writeln('t: ',t,' out: ',phiout*180/pi:10:5,' Error: ',phierr[t]:10:5);
  end;

IF t > 50 THEN
  begin
    IF phierr[t] > pmax THEN pmax := phierr[t];
    IF phierr[t] < pmin THEN pmin := phierr[t];
  end;
end; (* t *)

```

```

gotoxy(1,17); Writeln('pmin: ',pmin:10:5,'° pmax: ',pmax:10:5,'°');

Writeln(datei,' pmin: ',pmin:10:5,'° pmax: ',pmax:10:5,'°');
IF pmax > pgmax THEN pgmax := pmax;
IF pmin < pgmin THEN pgmin := pmin;

end; (* pk *)

Writeln('pgmin: ',pgmin:10:5,'° pgmax: ',pgmax:10:5,'°');
Writeln(datei,'pgmin: ',pgmin:10:5,'° pgmax: ',pgmax:10:5,'°');

writeln('Ende der Simulation (j/n)');
repeat
  c := readkey
until (c='j') or (c='n');

until c='j'; (* Eingaben *)
close(datei);
END. (* Des Programms simvar.pas *)

```

A.6.3. ATauswrt.pas (Messung mit konstantem Takt)

Programm ATauswrt.pas in TurboPascal zur Ansteuerung der Phasenmessung nach Bild 5.3-8 (und Bild 7.3-2) mit konstanter Taktrate $f_c = 20$ MHz.

```

(* ATauswrt.PAS *)
(* Alexander Schnase 07.02.1993 *)
(* Ansteuerung einer Phasenmessung, Kalibration und Auswertung *)

uses dos,crt,
      hrWindow,
      hrSelekt2, (* wegen Selektstringlaenge = 15 *)
      hrInputs, hrOutput;

const Clock = 20;
      iclock = 16777216/Clock;
      ioport = $130;

function IntToStr(i: Longint): string;
{ Convert any Integer type to a string }
var
  s: string[11];
begin
  Str(i, s); IntToStr := s;
end;

procedure initport; (* Initialisiert die Schnittstelle *)
var k : byte;
begin
  (* ioport = $130 *)
  port[ioport + (5-1)* 4 + 3] := $80; (* Port 5 (0,1,2) gibt die Phase aus *)
  port[ioport + (6-1)* 4 + 3] := $80; (* Port 6 (0,1,2) gibt die Frequenz aus *)
  port[ioport + (7-1)* 4 + 3] := $9A; (* Port 7 (0,1) liest 16 bit Daten ein *)
  (* Port 7 (2) erzeugt die Handshake-Signale *)
  port[ioport + (8-1)* 4 + 3] := $89; (* Port 8 (0,1) gibt 16 bit Daten aus *)
  (* Port 8 (2) ist inaktiv (Eingang) *)
  (* Grundzustand herstellen *)
  port[ioport + (7-1)* 4 + 2] := 15; (* alles auf 1: DAV(ph)=4; DAV(f)=8 *)
  k := port[ioport + (7-1)* 4 + 2] AND 15;
  port[ioport + (7-1)* 4 + 2] := k AND (15-1); (* zus. Reset 1 erzeugen *)
  port[ioport + (7-1)* 4 + 2] := k AND (15-2); (* zus. Reset 2 erzeugen *)
  port[ioport + (7-1)* 4 + 2] := k OR 3; (* Reset zuruecknehmen *)
end;

```

```

procedure datenaus(N:longint); forward;

procedure FreqN (N:longint);
var k : byte;
begin
  port [ioport+(6-1)* 4 + 0] := n and 255; (* LSB *)
  port [ioport+(6-1)* 4 + 1] := (n shr 8) and 255;
  port [ioport+(6-1)* 4 + 2] := (n shr 16) and 255; (* MSB *)
  k:= port[ioport + (7-1)* 4 + 2] and 15;
  port [ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k AND (15 - 8); (* DAV(f) auf 0 *)
  port [ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k OR 8; (* DAV(f) auf 1 *)
  datenaus(n shr 5); (* Frequenz am Ausgang übergeben *)
end;

procedure PhasN (N:longint);
var k : byte;
begin
  port [ioport+(5-1)* 4 + 0] := n and 255; (* LSB *);
  port [ioport+(5-1)* 4 + 1] := (n shr 8) and 255;
  port [ioport+(5-1)* 4 + 2] := (n shr 16) and 255; (* MSB *);
  k:= port[ioport + (7-1)* 4 + 2] and 15;
  port [ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k AND (15 - 4); (* DAV(ph) auf 0 *)
  port [ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k OR 4; (* DAV(ph) auf 1 *)
end;

procedure datenaus(N:longint);
begin
  port [ioport + (8-1)* 4 + 0]:= N and 255;
  port [ioport + (8-1)* 4 + 1]:= (N shr 8) and 255;
end;

function datenein : longint;
var ein1,ein2 : byte;
begin
  ein1 := port[ioport + (7-1)* 4 + 0];
  ein2 := port[ioport + (7-1)* 4 + 1]; datenein:= ein1 + 256 * ein2;
end;

procedure FreqF (f:real);
var N : longint;
begin
  n := round (f * iclock); FreqN (n);
end;

procedure PhasF (phi:real);
var N : longint;
begin
  n := round (phi / 360 * 16777216); PhasN (n);
end;

procedure Frequenz;
var f, phi : real;
i : longint;
xa : word;
c : char;
k : byte;
begin
  repeat
    f := input_real (10,10,'Neue Frequenz (MHz) : ',0.1);
  until (f>0) and (f<=10);
  repeat
    phi :=input_real(10,10,'Neue Phase (°) :',0.0);
  until abs(phi)<360;

  k := port[ioport + (7 - 1) * 4 + 2] AND 15; (* Zurücksetzung der Filter *)
  port[ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k AND (15-1); (* Reset 1 erzeugen *)
  delay(1); port[ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k OR 1; (* Reset zuruecknehmen *)

```

```

    freqF (f);
    while phi<0 do phi:=phi+360;
    phasF (phi);

    xa:= openWindow (1,5,80,8,2,white,white,black,' Frequenz & Phase ',white,black,ObenC);

    gotoxy (2,1); write (f:11:6,' MHz '); write (phi:8:2,'°');

    repeat until keypressed; while keypressed do c := readkey;
    closeWindow;
end;

procedure Rampen;
var a,e,df,f : real;
    ap,ep,dp : real;
    p,i      : longint;
    c        : char;
    phi      : real;
    xa       : word; (* Für das Ausgabefenster *)
    k        : byte;
begin
    integer_OutFormat := dezi;
    repeat
        a := input_real (10,10,'Anfangs Frequenz (0...9 MHz) : ',0.5);
    until (a>0) and (a<=9);
    repeat
        e := input_real (10,10,'End   Frequenz (0...10 MHz) : ',2.0);
    until (e>0) and (e<=10);
    repeat
        p := input_dword (10,10,'Anzahl   Punkte (1...999999) : ',1000);
    until (p>0) and (p<1000000);
    df := (e-a)/p;

    repeat
        ap :=input_real(10,10,'Anfangs-Phase (°) :',0.0);
    until abs(ap)<360;
    while ap<0 do ap:=ap+360;

    repeat
        ep :=input_real(10,10,'End Phase (°) :',0.0);
    until abs(ep)<360;
    while ep<0 do ep:=ep+360;
    dp := (ep-ap)/p;

    xa:= openWindow (1,5,80,7,2,white,white,black,' Frequenz & Phase ',white,black,ObenC);
    repeat
    begin
        k := port[ioport + (7 - 1) * 4 + 2] AND 15; (* Zurücksetzung der Filter *)
        port[ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k AND (15-1); (* Reset 1 erzeugen *)
        delay(1); port[ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k OR 1; (* Reset zuruecknehmen *)

    for i:=0 to p-1 do (* Aufwärtsrampe *)
        begin
            F := (a + df*i);    FreqF (f);
            Phi := (ap + dp*i); PhasF (phi);
            gotoxy (2,1); write (f:11:6,' MHz '); write (phi:8:2,'°');
        end;

    for i:=p-1 downto 0 do (* Abwärtsrampe *)
        begin
            F := (a + df*i);    FreqF (f);
            Phi := (ap + dp*i); PhasF (phi);
            gotoxy (2,1); write (f:11:6,' MHz '); write (phi:8:2,'°');
        end;
    end;
    until keypressed; while keypressed do c := readkey;
    closeWindow;
end;

```

```

procedure kalibrate;
var a,e,f : real;
    p,i,n : longint;
    c      : char;
    k      : byte;
    xa     : word; (* Für das Ausgabefenster *)
begin
    integer_OutFormat := dezi;
    a:=0; (* Anfangs Frequenz 0 MHz *)
    e:=2.5; (* End Frequenz 2.4999999 MHz *)
    p:=65536; (* Anzahl Punkte, soll in ca. 6 sek fertig sein *)

    xa:= openWindow (1,5,80,7,2,white,white,black,' Frequenz ',white,black,ObenC);

    k := port[ioport + (7 - 1) * 4 + 2] AND 15; (* Zurücksetzung der Filter *)
    port[ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k AND (15-1); (* Reset 1 erzeugen *)
    delay(1); port[ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k OR 1; (* Reset zuruecknehmen *)

    for i:=0 to p-1 do (* Aufwärtsrampe *)
    begin
        n := (i shl 5); (* entspricht ca. 38.14 Hz pro Schritt *)
        FreqN(n);
        k := port[ioport + (7 - 1) * 4 + 2] AND 15; (* Zur Kalibrationsansteuerung *)
        port[ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k AND (15-2); (* Reset 2 erzeugen *)
        port[ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k OR 2; (* Reset zuruecknehmen *)

        if (i and 63)=63 then
        begin
            f := n*clock/16777216;
            gotoxy (2,1); write (f:11:6,' MHz ');
        end;
    end;
    closeWindow;
    while keypressed do c := readkey
end;

procedure Auswert;
var f, phi : real;
i,anz,j,lies : longint;
sum,min,max : longint;
xa          : word;
c           : char;
ausgab      : string;
datei       : text;
k           : byte;

begin
    repeat
        f := input_real (10,10,'Neue Frequenz (MHz) : ',0.1);
    until (f>0) and (f<=10);
    repeat
        phi :=input_real(10,10,'Neue Phase (°) :',0.0);
    until abs(phi)<360;
    repeat
        ausgab:= input_string(10,10,16,'Ausgabefile :','dat1');
        ausgab:=concat(copy(ausgab,1,8),'.dat');
    until length(ausgab)>=5;

    assign(datei,ausgab); rewrite(datei);

    repeat
        anz :=input_dword(10,10,'Anzahl Versuche (1...1000): ',1000);
    until (anz>0) and (anz<=1000);

    freqF (f);

    while phi<0 do phi:=phi+360;
    phasF (phi);

```

```

xa:= openWindow (1,5,80,12,2,white,white,black,' Frequenz & Phase ',white,black,ObenC);

gotoxy (2,1); write (f:11:6,' MHz '); write (phi:8:2,'°');
writeln(datei,'Anzahl: ',anz);

sum:=0;
min:=65536;
max:=-65535;
  k := port[ioport + (7 - 1) * 4 + 2] AND 15; (* Zur Zurücksetzung der Filter *)
port[ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k AND (15-1); (* Reset 1 erzeugen *)
delay(1); port[ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k OR 1; (* Reset zuruecknehmen *)
delay(1);

for j:=1 to anz do
begin
  k := port[ioport + (7 - 1) * 4 + 2] AND 15; (* Anhalten der Datenübergabe *)
  port[ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k OR 2; (* Zähler anhalten *)

  lies:=datenein;
  k := port[ioport + (7 - 1) * 4 + 2] AND 15; (* Weiterlaufen der Datenübergabe *)
  port[ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k AND (15-2); (* Zähler weiterlaufen lassen *)

  sum:=sum+lies;
  if lies<min then min:=lies;
  if lies>max then max:=lies;
  gotoxy (2,2); write ('Gemessen: ',lies,' ',lies*180/32767:7:2);
  writeln(datei,lies);
end;
gotoxy(2,3); write ('Min   : ',min,min*180/32767:8:3);
gotoxy(2,4); write ('Max   : ',max,max*180/32767:8:3);
gotoxy(2,5); write ('Mittel: ',sum/anz:9:3,sum/anz*180/32767:8:3);
gotoxy(2,6); write ('Diff  : ',(max-min)*180/32767:8:3);

close(datei);
repeat until keypressed; while keypressed do c := readkey;
closeWindow;
end;

procedure Auswert2;
var f, phi   : real;
i,anz,j,lies : longint;
sum,min,max  : longint;
xa           : word;
c            : char;
ausgab       : string;
datei        : text;
k            : byte;
fi,ph        : integer;

begin
  xa:= openWindow (1,5,80,12,2,white,white,black,' Frequenz & Phase ',white,black,ObenC);

  for fi:=1 to 20 do
  begin
    f:=fi/10.;

    for ph:=0 to 35 do
    begin
      phi:=ph*10.;

      ausgab:=concat('f',IntToStr(fi),'p',IntToStr(ph),'.dat');

      assign(datei,ausgab); rewrite(datei);

      anz :=1000; (* Anzahl Versuche *)
      freqF (f);
      while phi<0 do phi:=phi+360;
      phasF (phi);
    end;
  end;
end;

```

```

gotoxy (2,1); write (f:11:6,' MHz '); write (phi:8:2,'°');
writeln(datei,'Anzahl: ',anz);

sum:=0; min:=65536; max:=-65535;
k := port[ioport + (7 - 1) * 4 + 2] AND 15; (* Zur Zurücksetzung der Filter *)
port[ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k AND (15-1); (* Reset 1 erzeugen *)
delay(1); port[ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k OR 1; (* Reset zuruecknehmen *)
delay(1);

for j:=1 to anz do
begin
k := port[ioport + (7 - 1) * 4 + 2] AND 15; (* Anhalten der Datenübergabe *)
port[ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k OR 2; (* Zähler anhalten *)

lies:=datenein;
k := port[ioport + (7 - 1) * 4 + 2] AND 15; (* Weiterlaufen der Datenübergabe *)
port[ioport + (7-1)* 4 + 2]:= k AND (15-2); (* Zähler weiterlaufen lassen *)

sum:=sum+lies;
if lies<min then min:=lies;
if lies>max then max:=lies;
gotoxy (2,2); write ('Gemessen: ',lies,' ',lies*180/32767:7:2);
writeln(datei,lies);
end;
gotoxy(2,3); write ('Min   : ',min,' ',min*180/32767:8:3);
gotoxy(2,4); write ('Max   : ',max,' ',max*180/32767:8:3);
gotoxy(2,5); write ('Mittel: ',sum/anz:9:3,' ',sum/anz*180/32767:8:3);
gotoxy(2,6); write ('Diff  : ',(max-min)*180/32767:8:3);

writeln (datei,'Min   : ',min,' ',min*180/32767:8:3);
writeln (datei,'Max   : ',max,' ',max*180/32767:8:3);
writeln (datei,'Mittel: ',sum/anz:9:3,' ',sum/anz*180/32767:8:3);
writeln (datei,'Diff  : ',(max-min)*180/32767:8:3);
close(datei);
end;

end;
repeat until keypressed; while keypressed do c := readkey;
closeWindow;
end;

{*****}
(*   Hauptprogramm                               *)
{*****}
const mmax = 5;
    menu : array [1..mmax] of selektString =
        ('Frequenz', 'Rampen', 'Kalibrate', 'Auswert', 'Quit');

var x, auswahl : word;

begin
    initport; (* Parallelport initialisieren *)
    clrscr; initWindows (false);
    x := openWindow (1,1,80,4,2,white,white,black,'AT_PHMESS & Kalibrate',white,black,ObenC);
    auswahl := 1;
    repeat
        selekt (2,1,menu,mmax,auswahl,true);
        case auswahl of
            1 : Frequenz;
            2 : Rampen;
            3 : kalibrate;
            4 : Auswert2;
        end;
    until auswahl = mmax;
    closeWindow;
    exitWindows;
end. (* des Programmes ATAuswrt.pas *)

```

A.6.4. AT_2STEL.pas (Messung mit variablem Takt)

Programm AT_2STEL.pas in TurboPascal zur Ansteuerung des Meßverfahrens mit variabler Taktrate $f_c = n_t \cdot f_a$ nach Bild 5.3-9 und Bild 7.4-1.

```
(* AT_2STEL.PAS *)
(* Alexander Schnase 07.02.1993 *)
(* Ansteuerung von STEL und Phasenverschiebung *)

uses dos,crt,
    hrWindow,
    hrSelekt2, (* wegen Selektstringlaenge = 15 *)
    hrInputs, hrOutput;

const Clock = 2;
      iclock = 16777216/Clock;
      ioport = $130;

procedure initport; (* Initialisiert die Schnittstelle *)
var k : byte;
begin
    (* ioport = $130 *)
    port[ioport + (5-1)* 4 + 3] := $80; (* Port 5 (0,1,2) gibt die Phase aus *)
    port[ioport + (6-1)* 4 + 3] := $80; (* Port 6 (0,1,2) gibt die Frequenz aus *)
    port[ioport + (7-1)* 4 + 3] := $9A; (* Port 7 (0,1) liest 16 bit Daten ein *)
    (* Port 7 (2) erzeugt die Handshake-Signale *)
    port[ioport + (8-1)* 4 + 3] := $89; (* Port 8 (0,1) gibt 16 bit Daten aus *)
    (* Port 8 (2) ist inaktiv (Eingang) *)
    (* Grundzustand herstellen *)
    port[ioport + (7-1)* 4 + 2] := 15; (* alles auf 1:DAV(ph)=4; DAV(f)=8 *)
    k := port[ioport + (7 - 1) * 4 + 2] AND 15;
    port[ioport + (7-1)* 4 + 2] := k AND (15-1); (* zus. Reset 1 erzeugen *)
    port[ioport + (7-1)* 4 + 2] := k AND (15-2); (* zus. Reset 2 erzeugen *)
    port[ioport + (7-1)* 4 + 2] := k OR 3; (* Reset zuruecknehmen *)
end;

procedure FreqN (N:longint);
var k : byte;
begin
    port [ioport+(6-1)* 4 + 0] := n and 255; (* LSB *)
    port [ioport+(6-1)* 4 + 1] := (n shr 8) and 255;
    port [ioport+(6-1)* 4 + 2] := (n shr 16) and 255; (* MSB *)
    k:= port[ioport + (7-1)* 4 + 2] and 15;
    port [ioport + (7-1)* 4 + 2] := k AND (15 - 8); (* DAV(f) auf 0 *)
    port [ioport + (7-1)* 4 + 2] := k OR 8; (* DAV(f) auf 1 *)
end;

procedure PhasN (N:longint);
var k : byte;
begin
    port [ioport+(5-1)* 4 + 0] := n and 255; (* LSB *);
    port [ioport+(5-1)* 4 + 1] := (n shr 8) and 255;
    port [ioport+(5-1)* 4 + 2] := (n shr 16) and 255; (* MSB *);
    k:= port[ioport + (7-1)* 4 + 2] and 15;
    port [ioport + (7-1)* 4 + 2] := k AND (15 - 4); (* DAV(ph) auf 0 *)
    port [ioport + (7-1)* 4 + 2] := k OR 4; (* DAV(ph) auf 1 *)
end;

procedure datenaus(N:longint);
begin
    port [ioport + (8-1)* 4 + 0] := N and 255;
    port [ioport + (8-1)* 4 + 1] := (N shr 8) and 255;
end;
```

```

function datenein : longint;
var ein1,ein2 : byte;
begin
  ein1 := port[ioport + (7-1)* 4 + 0];
  ein2 := port[ioport + (7-1)* 4 + 1];
  datenein:= ein1 + 256 * ein2;
end;

procedure FreqF (f:real);
var N : longint;
begin
  n := round (f * iclock); FreqN (n);
end;

procedure PhasF (phi:real);
var N : longint;
begin
  n := round (phi / 360 * 16777216); PhasN (n);
end;

procedure Frequenz;
var f, phi : real;
xa          : word;
c           : char;

begin
  repeat
    f := input_real (10,10,'Neue Frequenz (MHz) : ',0.1);
  until (f>0) and (f<=2);
  repeat
    phi :=input_real(10,10,'Neue Phase (°) :',0.0);
  until abs(phi)<360;
  freqF (f);

  while phi<0 do phi:=phi+360;
  phasF (phi);

  xa:= openWindow (1,5,80,7,2,white,white,black,' Frequenz & Phase ',white,black,ObenC);

  gotoxy (10,1); write (f:11:6,' MHz '); write (phi:8:2,'°');
  repeat until keypressed; while keypressed do c := readkey;
  closeWindow;
end;

procedure Rampen;
var a,e,df,f : real;
p,i          : longint;
c            : char;
phi          : real;
ausgab       : string;
xa           : word; (* Für das Ausgabefenster *)

begin
  integer_OutFormat := dezi;
  repeat
    a := input_real (10,10,'Anfangs Frequenz (0...2 MHz) : ',0.5);
  until (a>0) and (a<2.0);
  repeat
    e := input_real (10,10,'End   Frequenz (0...2 MHz) : ',1.6);
  until (e>0) and (e<2.0);
  repeat
    p := input_dword (10,10,'Anzahl   Punkte (1...999999) : ',1000);
  until (p>0) and (p<1000000);
  repeat
    ausgab:= input_string(10,10,16,'Ausgabe (J/N) :','J');
  until (ausgab='j') or (ausgab='J') or (ausgab='n') or (ausgab='N');
  df := (e-a)/p;

```

```

repeat
  phi :=input_real(10,10,'Neue Phase (°) :',0.0);
until abs(phi)<360;

while phi<0 do phi:=phi+360;
phasF (phi);

xa:= openWindow (1,5,80,7,2,white,white,black,' Frequenz & Phase ',white,black,ObenC);

  gotoxy (22,1); write('MHz'); gotoxy (30,1); write (phi:8:2); gotoxy (38,1); write('°');
if (ausgab='j') or (ausgab='J') then
begin
  (* mit Werteausgabe ca. 300 microseconds/Wert *)
  for i:=0 to p-1 do (* Aufwärtsrampe *)
  begin
    F := (a + df*i); FreqF (f); gotoxy (10,1); write (f:11:6);
  end;

  for i:=p-1 downto 0 do (* Abwärtsrampe *)
  begin
    F := (a + df*i); FreqF (f); gotoxy (10,1); write (f:11:6);
  end;
end
end

else
begin
  (* ohne Werteausgabe ca. 65 microseconds/Wert *)
  gotoxy (10,1); write (f:11:6);
  F := a;
  for i:=0 to p-1 do (* Aufwärtsrampe *)
  begin
    FreqF (F); F := F + df
  end;

  for i:=p-1 downto 0 do (* Abwärtsrampe *)
  begin
    FreqF (f); F := F - df;
  end;
end;
closeWindow; while keypressed do c := readkey
end;

procedure HexTest;
var n : longint;
    phi: real;
    f : real;
    xa : word;
    c : char;

begin
  integer_OutFormat := hex;
  N := input_dword (10,10,'Neuer HexWert Frequenz: ', $100000);
  freqN(N);
  f := CLock*N/16777216;

  N :=input_dword(10,10,'Neuer Hexwert Phase:', $100000);
  PhasN(N); phi:=N*360/16777216;

  xa:= openWindow (1,5,80,7,2,white,white,black,' Hextest ',white,black,ObenC);

  gotoxy (2,1); write (f:11:6,' MHz '); write (phi:8:2,'°');

  repeat until keypressed;
  while keypressed do c := readkey;
  closeWindow;
end;

```

```

procedure IO;
var n : longint;
    xa : word;
    c : char;
begin
    xa:= openWindow (1,5,80,7,2,white,white,black,' Daten IO',white,black,ObenC);
    repeat
        begin
            n:=datenein; datenaus(n); gotoxy (5,1); write (n:11);
        end;
    until keypressed; while keypressed do c := readkey;
    closeWindow;
end;

{*****}
(*   Hauptprogramm                               *)
{*****}
const mmax = 5;
    menu : array [1..mmax] of selektString =
        ('Frequenz', 'Rampen', 'Hextest ', 'IO ', 'Quit');
var x, auswahl : word;
begin
    initport; (* Parallelport initialisieren *)
    clrscr; initWindows (false);
    x := openWindow (1,1,80,4,2,white,white,black,' AT to STEL & Phase ',white,black,ObenC);
    auswahl:=1;
    repeat
        selekt (2,1,menu,mmax,auswahl,true);
        case auswahl of
            1 : Frequenz;
            2 : Rampen;
            3 : Hextest;
            4 : IO;
        end;
    until auswahl = mmax;
    closeWindow; exitWindows;
end. (* Des Programms AT_2STEL *)

```

A.6.5. Wellenwiderstand einer Streifenleitung

BASIC-Programm zur Berechnung des Wellenwiderstands einer Streifenleitung, z.B. für einen PC, aber auch für programmierbare Taschenrechner.

```

PRINT "Bestimmung des Wellenwiderstands einer Streifenleitung"
pi=3.1415926#
start:
INPUT "Materialdicke h in mm";h : h=h*1000
loop1:
    INPUT "Breite w in mm";w : w=w*1000: IF w=0 THEN start
    INPUT "Rel. Dielektrizitätszahl";er : IF er=0 THEN er=4.8

    IF w<h THEN
        ef = (er+1)/2 + (er-1)/2/SQR(1+12*h/w)+.04*(1-w/h)^2
        zl = 60/SQR(ef)*LOG(8*h/w+w/4/h)
    ELSE
        ef = (er+1)/2 + (er-1)/2/SQR(1+12*h/w)
        zl = 120*pi/SQR(ef)/(w/h+2.46-.49*h/w+(1-h/w)^6)
    END IF
    PRINT "Effektives Epsilon r:";ef
    PRINT "Wellenwiderstand";zl
    PRINT
GOTO loop1

```

A.6.6. PSPICE-Simulationen

Der vollständige Phasenregler nach Bild 5.1-4 wird durch eine PSPICE-Simulation (siehe dazu Bild 5.1-5) auf Einhaltung der Stabilität untersucht. Als Teilsystem kann dazu das in Bild A.6.6-1 dargestellte Ersatzbild des PID-Reglers aus Abschnitt 6.4.12 betrachtet werden.

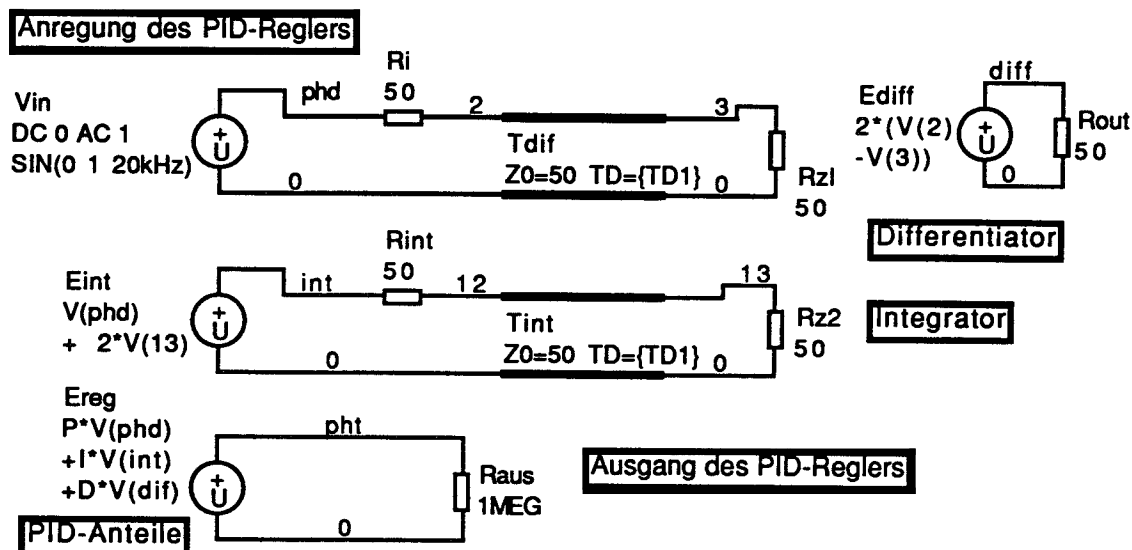


Bild A.6.6-1: PSPICE-Ersatzschaltbild des Reglers nach Bild 6.4.11-1

Der Bild A.6.6-1 entsprechende PSPICE-Programmteil zur Simulation des integralen und des differentiellen Regleranteils ist im folgenden abgedruckt. Er wird auch bei der Simulation des vollständigen Phasenregelkreises eingesetzt.

```
Int_diff.cir
.PARAM TD1=140ns
.step PARAM TD1 list 140.000n 1.000u 5.000u
.ac dec 20 1 10MEG
.tran 50ns 100us
vin phd 0 AC 1 DC 0 sin(0 1 20K) ; Quelle zur Ansteuerung des PID-Reglers
ri phd 2 50
Tdif 2 0 3 0 Z0=50 TD={TD1} ;Leitung 140 ns Laufzeit von 2 nach 3 mit 0 als Masse
rzl 3 0 50
* Differentiator: V(2) - V(3), Faktor 2 wegen Anpassung an 50 Ohm Leitung
Ediff dif 0 POLY(2) 2 0 3 0 0 2 -2
Rout dif 0 50
* Integrator: V(in) + V(13), Faktor 2 wegen Anpassung an 50 Ohm Leitung
Eint int 0 POLY(2) in 0 13 0 0 1 2
Rint int 12 50
Tint 12 0 13 0 Z0=50 TD={TD1} ;Leitung 140 ns Laufzeit von 12 nach 13 mit 0 als Masse
Rz2 13 0 50
Ereg pht 0 VALUE = {P*V(phd)+I*V(int)+D*V(dif)} ; Summierung der PID-Anteile
raus pht 0 1MEG ; Ausgangswiderstand des Reglers
.end
```

Die Anregung des vollständigen Reglers nach Bild 5.1-5 kann einerseits über ϕ_{ref} erfolgen, um die Beeinflussung des Strahls durch das HF-System zu untersuchen:

```
Fulreref.cir
* Einfluss der Referenz
.PROBE
.ac dec 20 1 10MEG
.tran 500ns 4000us 0
.param TD1=1us
.param I={1 / 128 * TD1/140ns}
.param P={1 / 2}
.param D={4 / TD1*140ns}

* Einfache Quelle
vref ref 0 DC 0 AC 1 Pulse (0 1 10us 1us 1us 5ms 7ms)
Rref ref 0 1MEG

Emov phe 0 POLY(2) ref 0 phr 0 0 1 2 ; 0+1*V(ref)+2*V(phr) 2wg.Ltg.

Rcav phe phk 1000; Kavitaet als Tiefpass
Ccav phk 0 5nF ; Tau = Rcav*Ccav = 5us

Emo2 phs 0 phk 0 1 ; 1*V(phk)

; Synchrotronfrequenz des Teilchenstrahls als Resonator mit 1 kHz
Lbea phs pbs 1mH
Cbea pbs 0 25.33uF

Vsol pso 0 DC 0; Sollwertvorgabe
Rsol pso 0 1MEG; fuer PSPICE

Edet phd 0 POLY(3) pso 0 pbs 0 phs 0 0 1 1 -1; 0+1*V(pso)+1*V(pbs)-1*V(phs)

* zum PID-Regler
Ri phd 2 50
* Leitung mit ca. 140 ns Laufzeit von 2 nach 3 mit 0 als Masse
Tdif 2 0 3 0 ZO=50 TD={TD1}
rzt 3 0 50

* Digitale Differenz = Differentiator
* V(2) - V(3), Faktor 2 wegen Anpassung an 50 Ohm Leitung
Ediff dif 0 POLY(2) 2 0 3 0 0 2 -2
Rout dif 0 50

* Digitale Summe = Integrator
* V(phd) + V(13), Faktor 2 wegen Anpassung an 50 Ohm Leitung
Eint int 0 POLY(2) phd 0 13 0 0 1 2
Rint int 12 50
* Leitung mit ca. 140 ns Laufzeit von 12 nach 13 mit 0 als Masse
Tint 12 0 13 0 ZO=50 TD={TD1}
Rz2 13 0 50

Ereg pht 0 VALUE = {P*V(phd)+I*V(int)+D*V(dif)} ; Summierung der PID-Anteile

Rdig pht pht1 50 ; Zur Leitungsanpassung
Tdig pht1 0 phr 0 ZO=50 TD=10us ; Simulation der digitalen Verzögerung Tdig
rphr phr 0 50 ; Zur Leitungsanpassung => Spannungsteiler /2, bei Emov kompensiert
.end
```

Die Anregung kann auch durch ϕ_n erfolgen, um das Ausregeln von Strahlstörungen, die von anderen Komponenten (z.B. von Brummeinstreuungen der Dipolmagnete) hervorgerufen werden, zu untersuchen:

```
Fulreg_n.cir
* Ansteuerung ueber Strahlstoerung bei phi n
.PROBE
.ac dec 20 1 10MEG
.tran 500ns 4000us 0
.param TD1=1us
.param I={1 / 128 * TD1/140ns}
.param P={1 / 2}
.param D={4 / TD1*140ns}

* Einfache Quelle
vref ref 0 DC 0 AC 0
Rref ref 0 1MEG

Emov phe 0 POLY(2) ref 0 phr 0 0 1 2 ; 0+1*V(ref)+2*V(phr) 2wg.Ltg.

Rcav phe phk 1000; Kavitaet als Tiefpass
Ccav phk 0 5nF ; Tau = Rcav*Ccav = 5us

vn phn 0 DC 0 AC 1 Pulse (0 1 10us 1us 1us 5ms 7ms); Strahlstoerung
Rn phn 0 1MEG
Emo2 phs 0 POLY(2) phn 0 phk 0 0 1 1 ; 0+1*V(phn)+1*V(phk)

; Synchrotronfrequenz des Teilchenstrahl als Resonator mit 1 kHz
Lbea phs pbs 1mH
Cbea pbs 0 25.33uF

Vsol pso 0 DC 0; Sollwertvorgabe
Rsol pso 0 1MEG; fuer PSPICE

Edet phd 0 POLY(3) pso 0 pbs 0 phs 0 0 1 1 -1; 0+1*V(pso)+1*V(pbs)-1*V(phs)

* zum PID-Regler
Ri phd 2 50
* Leitung mit ca. 140 ns Laufzeit von 2 nach 3 mit 0 als Masse
Tdif 2 0 3 0 ZO=50 TD={TD1}
rzl 3 0 50

* Digitale Differenz = Differentiator
* V(2) - V(3), Faktor 2 wegen Anpassung an 50 Ohm Leitung
Ediff dif 0 POLY(2) 2 0 3 0 0 2 -2
Rout dif 0 50

* Digitale Summe = Integrator
* V(phd) + V(13), Faktor 2 wegen Anpassung an 50 Ohm Leitung
Eint int 0 POLY(2) phd 0 13 0 0 1 2
Rint int 12 50
* Leitung mit ca. 140 ns Laufzeit von 12 nach 13 mit 0 als Masse
Tint 12 0 13 0 ZO=50 TD={TD1}
Rz2 13 0 50

Ereg pht 0 VALUE = {P*V(phd)+I*V(int)+D*V(dif)} ; Summierung der PID-Anteile

Rdig pht pht1 50 ; Zur Leitungsanpassung
Tdig pht1 0 phr 0 ZO=50 TD=10us ; Simulation der digitalen Verzögerung Tdig
rphr phr 0 50 ; Zur Leitungsanpassung => Spannungsteiler /2, bei Emov kompensiert
.end
```

A.6.7. Verwendete Programmiersprachen und Applikationen

Auf Macintosh-Rechnern:

- Mathematica (Formelmanipulation und Visualisierung)
- Kaleidagraph (Auswertung von Messreihen)
- MacDraw (Zeichnung von Graphiken)
- MSWord (Dokumentation der Arbeit)
- Designworks (Schaltplanerstellung und Simulation digitaler Baugruppen)
- BASIC: Programme zur Datenkonvertierung und Berechnung von Tabellen
- Think-C-Compiler: kürzere Simulationen (Laufzeit bis ca. 1 Stunde)

Auf PCs:

- Easywave zur Ansteuerung des Arbiträren Wellenformgenerators über GPIB
- TurboPascal zur Ansteuerung von digitalen Signalverarbeitungsbaugruppen und für Simulationen
- QuickBasic für Simulationen

Auf HP-UX-Workstations:

- C-Compiler für die Simulation längerer dauernder Vorgänge
- GNU-C-Compiler zur Erstellung von VME-CPU-Applikationsprogrammen
- Benutzeroberfläche des Beschleunigers COSY (in SmallTalk)

Auf einem Amiga 500 Rechner:

- GFA-BASIC für die digitale Simulation und für Hilfsprogramme zur Datenkonvertierung und Berechnung von Tabellen

Auf Microvax-Workstations:

- Racal-Redac (Erstellung der Platinenlayouts)

Auf verschiedenen Plattformen:

- PSPICE auf PC und MAC (Simulation analoger Baugruppen wie Filter)
- Abel auf PC und MacIntosh (Programmierung von PALs und GALs)
- Telnet/FTP zum Datentransfer

Danksagung

Die vorliegende Arbeit konnte nur mit der Hilfe und Unterstützung besonders der Hochfrequenz-Gruppe in der Abteilung für physikalische Großgeräte (COSY) am Institut für Kernphysik des Forschungszentrums Jülich entstehen. Mein besonderer Dank gilt den Herren:

- Dr. R. Maier, der die Arbeit an diesem Institut ermöglichte;
- Prof. Dr. rer. nat. H.-J. Schmitt für die Übernahme des Referates und für hilfreiche Ratschläge bei der Lösung der zu bewältigenden Probleme;
- Prof. Dr.-Ing. D. Meyer-Ebrecht für die Übernahme des Korreferates;
- Dr. Meuth, der mir zu einem sehr interessanten Thema verhalf und mich stets gut beraten konnte;
- Prof. Dr. Halling für die Nutzung der Infrastruktur des Zentralen Elektroniklabors des Forschungszentrums Jülich.

Desweiteren möchte ich all jenen danken, die mir mit Rat und Tat und Diskussionen halfen, die auftretenden Probleme in Angriff zu nehmen:

- Herrn Dr. S. Papureanu
- Herrn Dipl.-Ing. F.-J. Etzkorn
- Herrn Dr. H. Stockhorst
- Herrn Dipl.-Ing. H. Rongen, ZEL
- Herrn Dipl.-Ing. G. Heinrichs, ZEL

Jül-2878

Februar 1994

ISSN 0944-2952