

Abbildung 2.14:

Ausschnitt der Feldkarte von HDSM-Dipol 2 bei 1.5 T (links ohne, rechts mit Korrekturspule, [46]).

bezogen) von etwa 2.4° bis 4.8° .

2.6 Hochfrequenz-Monitore

Hochfrequenzmonitore (HFMO) verschiedener Bauarten sind in Beschleunigeranlagen weit verbreitet und können eine Reihe von Anwendungsgebieten abdecken. Mit x/y-Monitoren (XYMO) kann die Position relativ zur geometrischen Mitte des Resonators bestimmt werden, p/i-Monitore (PIMO) liefern Informationen über die Phase und die Intensität des Strahls. Für MAMI war bereits von Beginn der Planungen an ein HF-Monitor-System vorgesehen, um die rezirkulierten Strahlen beim Durchqueren des Linacs zentrieren zu können [11]. Das dort beschriebene Monitorsystem bildet nach wie vor die Basis der Strahldiagnose mit HF-Resonatoren an MAMI. Daher werden hier die Grundlagen kurz zusammengefasst.

2.6.1 Grundlagen

Die Resonatoren stellen für den Strahl eine Shuntimpedanz r_s dar. Demnach entzieht der Resonator dem Strahl eine Hochfrequenzleistung von $P = i^2 \cdot r_s$. Eine Antenne mit Kopplungskonstante κ koppelt einen Teil der Leistung aus dem Resonator aus und belastet ihn dadurch entsprechend. In Strahlführungssystemen, in denen der Strahl den Monitor jeweils nur ein einziges Mal durchquert, sind Monitore hoher Güte ($Q_0 = \nu/\Delta\nu \sim 10000$) installiert, und erfassen die Strahlposition, -phase oder -intensität mit bis zu einigen kHz Bandbreite.

2.6.2 Verschiedene Funktionen der HF-Monitore

In einem zylindrischen Resonator sind die Resonanzfrequenzen der unterschiedlichen TM-Moden i.W. durch den Radius R und die Länge L festgelegt (X_{mn} ist die n -te Nullstelle der m -ten Besselfunktion):

$$f_{mnp} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{X_{mn}}{R}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{L}\right)^2} \quad (2.2)$$

Wenn die Resonanzfrequenz f_{mnp} mit der Bunchfrequenz oder einem ganzzahligen Vielfachen davon übereinstimmt, kann die TM_{mnp} -Mode angeregt werden. Im HDSM kommen zwei Monitor-Typen zum Einsatz, bei denen entweder die TM_{010} -Mode (Phasenmonitor) oder die TM_{110} -Mode (Positionsmonitor) angeregt werden kann. Abbildung 2.15 zeigt links schematisch einen Resonator mit den elektrischen Feldern einer TM_{010} - und einer TM_{110} -Mode.

Phasen- und Intensitätsmonitor (PIMO)

Für einen Phasen- oder Intensitätsmonitor wird die TM_{010} -Mode benutzt, deren Amplitude praktisch unabhängig von der Strahlposition angeregt wird. Für einen PIMO hängt die ausgekoppelte HF-Leistung P_{HF} von der Strahlintensität i , der konstanten Shuntimpedanz $r_{S_{010}} = r_{m_{010}}$ und der Kopplungskonstante κ ab:

$$P_{HF(p/i)} = (i^2 \cdot r_{S_{010}}) \cdot \frac{\kappa}{(\kappa + 1)^2} = i^2 \cdot r_{m_{010}} \cdot \frac{\kappa}{(\kappa + 1)^2} \quad (2.3)$$

Positionsmonitor (XYMO)

Die nächste Mode TM_{110} wird proportional zur Strahlablage angeregt und eignet sich damit idealerweise zum Messen von Ablagen von der Sollposition, die sich in der Mitte eines x/y-Lagemonitors befindet [48, 49]. Für einen XYMO ist die Shuntimpedanz hingegen eine Funktion der Abweichung x von der Mitte des Resonators und einer Skalierungskonstante k in [mV/mm/ μ A]:

$$r_{S_{110}} = r_{m_{110}} \cdot k^2 x^2 \quad (2.4)$$

Damit lautet die ausgekoppelte Leistung:

$$P_{HF(x/y)} = (i^2 \cdot r_{S_{110}}) \cdot \frac{\kappa}{(\kappa + 1)^2} = i^2 \cdot r_{m_{110}} \cdot \frac{\kappa}{(\kappa + 1)^2} \cdot k^2 x^2 \quad (2.5)$$

Informationen nur über den Ladungsschwerpunkt

Bunch-zu-Bunch- oder gar Intrabunch-Diagnose ist mit solchen Resonatoren prinzipiell unmöglich, da für die belastete Güte der Monitore i.d.R. $Q_L \gg 10$ gilt und somit die individuellen Bunche vom Monitor gar nicht aufgelöst werden können. Auch die weitere Signalverarbeitung (insb. das Heruntermischen) verhindert prinzipiell, dass höhere Fourierkomponenten erfassbar sind, die aus einer unterschiedlich ausgedehnten Ladungsverteilung resultieren. Daher können nur Aussagen über den Ladungsschwerpunkt gemacht werden.

2.6.3 Analoge Signalverarbeitung

Die Resonanzfrequenz der gewünschten TM-Mode aller Resonatoren liegt bei der MAMI-Frequenz von 2.449532 GHz oder einem ganzzahligen Vielfachen davon. Deshalb liefern sie zunächst ein HF-Signal, das der Resonanzfrequenz des Monitors entspricht, dessen Phase aber durch die Strahlbunche starr an den Masteroszillator von MAMI gekoppelt ist. Bei typischen Strahlströmen zwischen 1 nA und 100 μ A reicht die ausgekoppelte Leistung von wenigen pW bis hin zu einigen mW. Daher erfolgt die Verarbeitung (Demodulation, Abbildung 2.15) der HF-Signale immer in unmittelbarer Nähe der installierten Monitore.

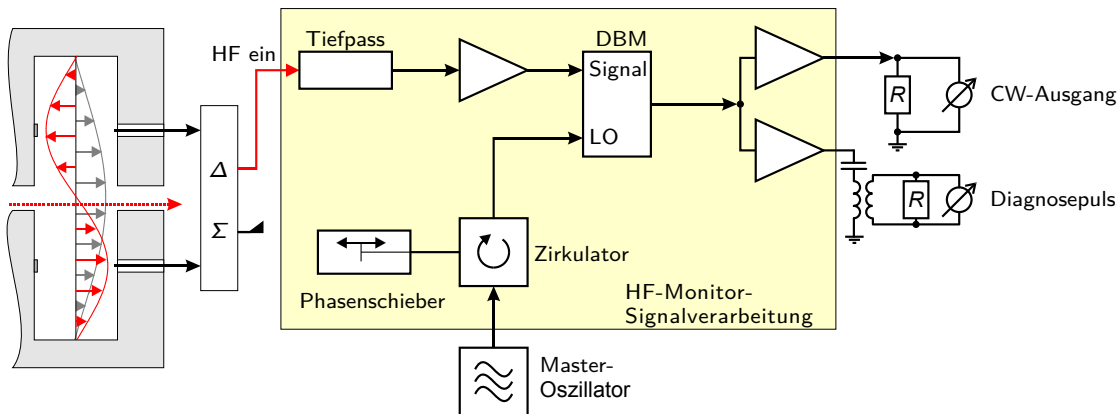


Abbildung 2.15:

Signalverarbeitung der HF-Monitor-Signale [48]: Der Elektronenstrahl im abgebildeten Resonator (links) ist durch den roten gestrichelten Pfeil angedeutet. Dort sind auch zwei HF-Moden dargestellt (TM_{010} grau für PIMOs und TM_{110} rot für XYMOs). Beim XYMO werden zwei Antennen und ein Hybrid verwendet, bevor das HF-Signal der weiteren Verarbeitung zugeführt wird. Beim PIMO gibt es nur eine Antenne und keinen Hybrid an dieser Stelle. Der Masteroszillator versorgt über einen Phasenschieber den Mischer („double balanced mixer“, DBM [50]) mit der HF-Referenz, um das HF-Signal des Monitors zu demodulieren.

Die Signale werden zunächst durch einen Tiefpass gefiltert, um alle störenden höheren

Frequenzanteile zu eliminieren, bevor das anschließend verstärkte Signal in einem doppelt-symmetrischen Mischer („double balanced mixer“, DBM) mit der Referenzphase eines „local oscillator“ (LO) gemischt wird. Der LO wird über einen Phasenschieber direkt vom Masteroszillator abgeleitet (siehe Abbildung 2.15). Weil beide Frequenzen identisch sind, entspricht diese Schaltung je nach Einstellung der Referenzphase einem Phasen- bzw. Amplitudendetektor und die DC-Ausgangsspannung ist proportional zu $\sqrt{P_{\text{HF}}}$. Das Heruntermischen auf das Basisband (Homodyn oder „zero IF“) erlaubt einen wesentlich einfacheren Aufbau der Signalverarbeitung im Vergleich zur Autodyn-Messung (Abschnitt 2.4.3), da hier auf die Schaltungen für die Zwischenfrequenz verzichtet werden kann. Die Ausgangsspannung steht dann als Analogsignal U_{HFMO} für verschiedene Anwendungen zur Verfügung und ist z.B. auf einem Oszilloskop darstellbar oder kann mit schnellen ADCs digitalisiert werden. Im Gegensatz zur Autodyn-Phasenmessung erreicht dieses Konzept viel größere Bandbreiten auf der DC-Ausgangsseite, die bei entsprechender Auslegung der Schaltung 100 MHz erreichen können.

Eine 2.45 GHz-Elektronik ist auf ihr Verhalten bezüglich Phasen- und Amplitudenvariationen untersucht worden und zeigt, dass die Abweichungen vom Idealverhalten nach Gleichung 2.6 deutlich kleiner als 2% sind [48]:

$$U_{\text{HFMO}} \sim \sqrt{P_{\text{HF}}} \cdot \cos(\phi - \phi_{\text{LO}}) \quad (2.6)$$

Wenn also nach Gleichung 2.6 die Phasendifferenz der Phase ϕ des Elektronenstrahls zur Referenzphase ϕ_{LO} minimiert (bzw. $\cos(\phi - \phi_{\text{LO}}) = \pm 1$) und dann die gemessene Signalspannung auf die Strahlintensität i normiert wird, können die Ausgangsspannungen der Monitore in physikalische Größen umgerechnet werden (z.B. $k = 1 \text{ mV/mm}/\mu\text{A}$):

$$x = k \cdot \frac{U_{\text{HFMO}}}{i} = k \cdot \frac{\sqrt{P_{\text{HF}}}}{i} \quad (2.7)$$

Der PIMO wird etwas anders eingesetzt. Er dient, abhängig von der Phasendifferenz, entweder als Phasenmonitor ($\cos(\phi - \phi_{\text{LO}}) = 0$, bei konstantem Strahlstrom) *oder* als Intensitätsmonitor ($\cos(\phi - \phi_{\text{LO}}) = \pm 1$, bei konstanter Strahlphase). Verteilt man das Monitorsignal auf zwei der analogen Signalverarbeitungssysteme (Abbildung 2.15) parallel, deren Referenzphasen sich um 90° unterscheiden, können sowohl Phase als auch Intensität gleichzeitig erfasst werden.

2.6.4 HF-Monitore im rezirkulierenden Beschleuniger

Jeder Linac von RTM1, RTM2, RTM3 und HDSM ist mit je einem XYMO vor und nach den Beschleunigungssektionen (Ein- und Ausschuss) ausgestattet (Abbildung 1.7 zeigt die Installation im HDSM), mit denen der Strahl auf die Sollbahn gebracht werden kann. Ein PIMO liefert die notwendigen Phasen- und Intensitätsinformationen.

Um die HF-Monitore auf den Linacachsen der Mikrotrons verwenden zu können, müssen sie die einzelnen Umläufe deutlich separieren können. Das funktioniert nur mit einem

gepulsten Strahl, der aber nicht im Experimentierbetrieb benutzt wird. Dieser einige zehn Bunche lange Diagnosepuls der Länge τ_{dp} muss kürzer als die kürzeste Umlaufzeit τ_{RTM} der Mikrotrons sein, damit sich die rezirkulierten Strahlen verschiedener Energien in einem Monitor nicht überlagern. Am kritischsten ist das im RTM1, in dem die Flugzeit für die ersten Umläufe nur etwa 15 ns beträgt. Damit werden sowohl die Eigenschaften des Diagnosepulses als auch die minimale Anforderung an die Bandbreite des Monitor-Systems festgelegt: Der Diagnosepuls muss etwa 10 ns lang sein (Separation der Umläufe im RTM1) und der Strahlstrom rund $100 \mu A$ betragen (Empfindlichkeit); eine Signalbandbreite von 200 MHz muss für das gesamte System vom HF-Monitor bis zur Digitalisierung mit schnellen ADCs gewährleistet sein. Die verwendeten „Low-Q“-Resonatoren mit einer belasteten Güte $Q < 100$ sind in der Lage, diese schnellen Signale zu erzeugen.

Damit sind die HF-Monitore der Mikrotrons im Pulsbetrieb ideal dafür geeignet, auf der Linacachse installiert, Phasen-, Intensitäts- und Ablageinformationen der einzelnen Umläufe mit vergleichsweise wenig technischem Aufwand zu liefern.

Der mittlere Strahlstrom im Diagnosepulsbetrieb beträgt 1 nA/kHz, so dass Strahlverluste während der Messungen keinen größeren Schaden anrichten. Die meisten Untersuchungen wurden im Diagnosepuls-Betrieb bei Frequenzen zwischen 1 kHz und 10 kHz durchgeführt.

Auswertung des Monitorsignals

Der Diagnosepuls wird als eine Art Rechteckfunktion der Länge τ_{dp} erzeugt, somit sollte auch der Verlauf der Signalspannung $u(t)$ idealerweise rechteckig sein. Hier kommen aber die endliche Güte des Resonators und viel mehr auch die Bandbreite der Signalverarbeitung als Tiefpass zum tragen. Deshalb entspricht der gemessene Signalverlauf eher dem Verlauf in Abbildung 2.16; da aber in der Signalverarbeitung nicht nur ein Tiefpass wirkt, wird der Verlauf eher noch stärker geglättet, so dass der Bereich des Maximums erfahrungsgemäß gut durch eine Parabel approximiert werden kann, um z.B. eine genaue Zeitreferenz T_i für jeden Umlauf bestimmen zu können [51].

Setzt man voraus, dass sich die komplette Signalverarbeitungskette als PT_1 -Glieder bzw. ein lineares zeitinvariantes (LZI) System darstellt, das dem Superpositionsprinzip unterliegt [52], lässt sich eine Größe proportional zur ursprünglich im Resonator deponierten Leistung bestimmen, indem der gemessene Puls um sein Maximum T_i herum in einem Intervall $[T_i - \frac{1}{2}\tau_{dp}, T_i + \frac{1}{2}\tau_{dp}]$ aufsummiert bzw. integriert wird.

$$x_i \sim \int_{t=-\frac{1}{2}\tau_{dp}}^{\frac{1}{2}\tau_{dp}} u(T_i + t) dt \quad (2.8)$$

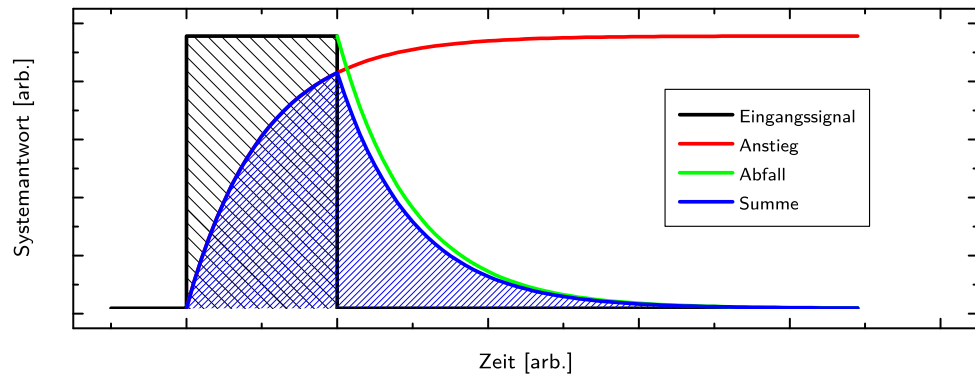


Abbildung 2.16: Systemantwort eines LZI-Systems (hier: Tiefpass) auf einen Rechteckimpuls

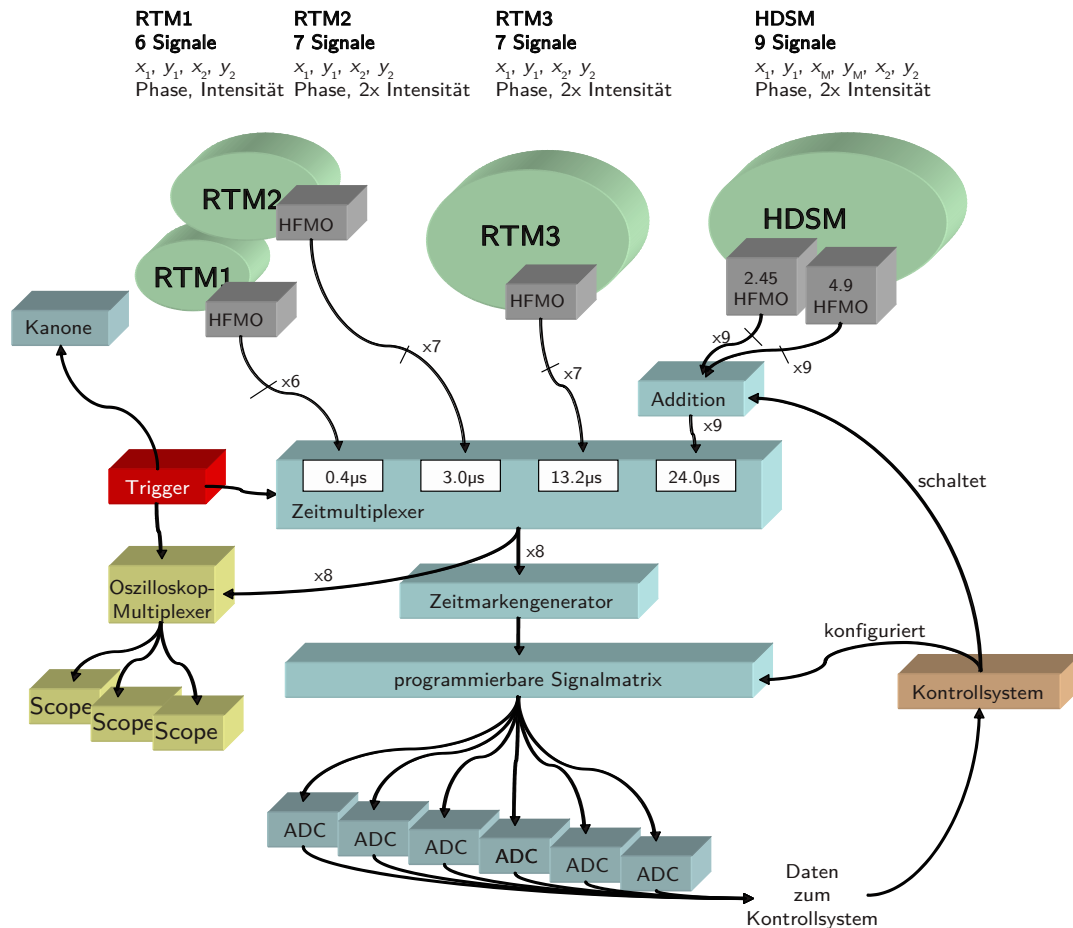
2.6.5 Datenerfassung

In allen Mikrotrons von MAMI wird schon seit langer Zeit ein entsprechendes System aus zwei x/y-Monitoren sowie einem p/i-Monitor verwendet, um damit die rezirkulierten Strahlen auf der Linacachse zu zentrieren bzw. die Synchrotronschwingungen zu kontrollieren und beseitigen.

Allein von RTM1 bis RTM3 stehen deshalb jeweils sechs Monitorsignale zur Verfügung. Weil die Monitore aber zeitlich sequentiell vom Strahl durchflogen werden, können die Signale gleichartiger Monitore der verschiedenen Mikrotrons (z.B. die horizontale Position bei jedem Eintritt in den Linac) zu einem Signal kombiniert werden, wenn zeitlich synchron zum Elektronenstrahl (d.h. nachdem der Strahl ein Mikrotron verlässt und bevor er ins nächste gelangt) zwischen den Monitoren (also von RTM1 nach RTM2 nach RTM3 nach HDSM) umgeschaltet wird. Der bislang eingesetzte starr verschaltete Multiplexer war nicht mehr in der Lage, die vielen zusätzlichen Signale des HDSM zu integrieren. Daher wurde von der Elektronikabteilung des Instituts ein neuer programmierbarer Multiplexer entwickelt. Dieser erlaubt nun eine wesentlich flexibler konfigurierbare Verteilung der Monitorsignale auf bis zu acht ADC-Kanäle (Abbildung 2.17). Mit dieser Ausstattung ist es möglich, mit nur einem Diagnosepuls die relevanten x/y- und p/i-Signale aller Mikrotrons gleichzeitig zu erfassen.

Aktuell werden maximal vier ADC-Module mit je zwei Kanälen der Firma Acqiris (DC241A, [54]) verwendet. Diese erfüllen die Anforderungen, die an die Datenerfassung gestellt werden, optimal:

- 1 GHz analoge Bandbreite
- 2-4 GS/s Samplingrate
- Eine kurze Totzeit (< 800 ns) erlaubt sequentielle Erfassung von bis zu 200 Trigger-Ereignissen inkl. Zeitinformation in einem „Schuss“

**Abbildung 2.17:**

Signalwege der Mikrotron-HF-Monitore [53]: Der Diagnosepuls verlässt die Kanone und wird durch die einzelnen Mikrotrons beschleunigt. Die HF-Monitore liefern die entsprechenden Signale und werden zum HF-Monitor-Multiplexer gebracht. Dort wird eine zusätzliche Zeitmarke zu den Signalen addiert. Für die Verteilung auf die ADC-Kanäle wird eine programmierbare Signalmatrix verwendet, an der permanent alle Signale anliegen. Gleiches gilt für den Oszilloskop-Multiplexer, der für die Echtzeit-Analogdarstellung der Monitorsignale auf den Oszilloskopen im Bedienraum verwendet wird. Die ADC-Software im Kontrollsystem sorgt automatisch für die optimale Konfiguration der Signalmatrix und stellt die aufbereiteten Messdaten zur Verfügung.

- Trigger-Auflösung von 5 ps durch „trigger time interpolation“ (TTI)
- 1 GHz Auto-Synchronization-Bus (ASBus), um Trigger und Sampling-Clock auf die verschiedenen Module zu synchronisieren
- PCI-bus zur schnellen Auslese der Module mit bis zu 100 MB/s

Die ADCs werden mit einer Samplingrate von 500 MS/s betrieben. Auch hier ist das RTM1 wieder bestimmend, weil bei einer niedrigeren Samplingrate die einzelnen Umläufe nur schlecht reproduziert werden können (Abbildung 2.18). Die ADCs können mit einer maximalen Samplingrate von 2 GS/s betrieben werden, aber der Vorteil der nur minimal verbesserten Auflösung im RTM1 wird schnell durch die viermal größere Datenmenge pro Diagnosepuls zunichte gemacht: Bereits im RTM2 sind die einzelnen Pulse mindestens 40 ns und damit weit genug voneinander entfernt, dass eine höhere Samplingrate keine Vorteile bringt.

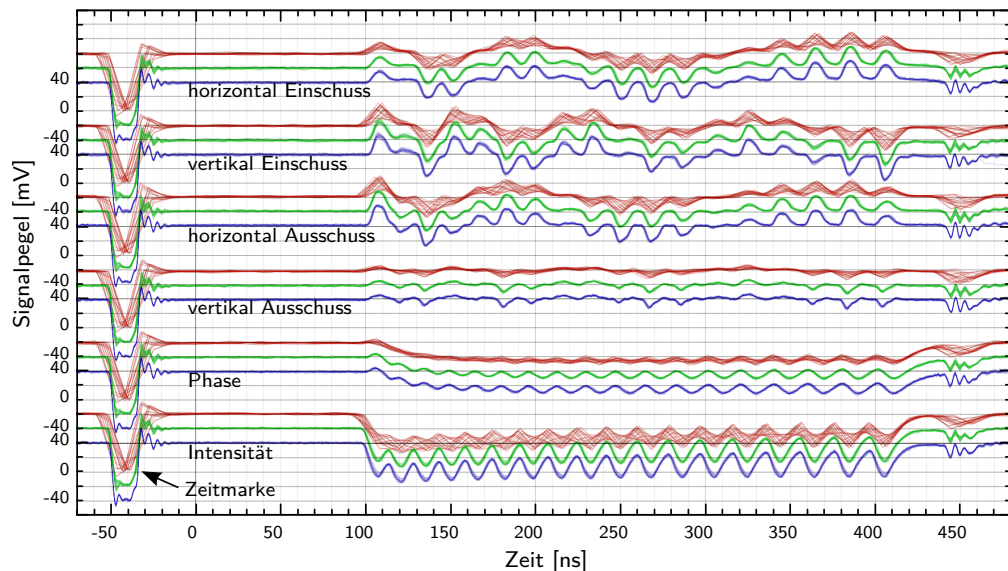


Abbildung 2.18:

Samplingraten im RTM1 von 0.1 GS/s bis 2 GS/s: 0.1 GS/s (rot, +40 mV Offset), 0.4 GS/s (grün, +20 mV Offset), 2.0 GS/s (blau, 0 mV Offset). Dargestellt sind (von oben nach unten) die HF-Monitoringssignale des RTM1: Horizontal/vertikal vor dem Linac (Einschuss), horizontal/vertikal nach dem Linac (Ausschuss), Phase und Intensität. Jeweils 20 Diagnosepulse in 20 ms wurden digitalisiert. Ab einer Samplingfrequenz von 0.4 GS/s können die einzelnen Umläufe gut separiert werden.

Die Flugzeit (und damit auch die Länge des Signalzugs) vom Einschuss RTM1 bis zum Ausschuss des HDSM beträgt etwa $24 \mu\text{s}$. Bei 500 MS/s bedeutet das pro Diagnosepuls ein Datenvolumen von ca. 12000 Byte pro Signal. Jedem ADC-Kanal steht aber 256 kByte interner Speicher bereit, so dass bis zu 20 aufeinanderfolgende Diagnosepulse in den Speicher digitalisiert und in einem Arbeitsgang verarbeitet werden können. In der Praxis

hat es sich bewährt, diese 20 Pulse gleichmäßig über eine Netzspannungsperiode von 20 ms (50 Hz) zu verteilen, da dann der Einfluss des Netzbrumms effizient unterdrückt wird (Abbildung 2.19). Daraus resultiert eine Diagnosepulsfrequenz von 1 kHz, wodurch die synchrone Darstellung der Signale auf einem Analog-Oszilloskop im Bedienraum aber stark beeinträchtigt (zu geringe Intensität) würde⁶. Um die höchste Diagnosepulsfrequenz von 10 kHz benutzen zu können, wurde der ADC-Trigger um eine programmierbare Untersetzung erweitert, so dass die gewünschte Anzahl von Trigger-Ereignissen gleichmäßig über 20 ms verteilt werden.

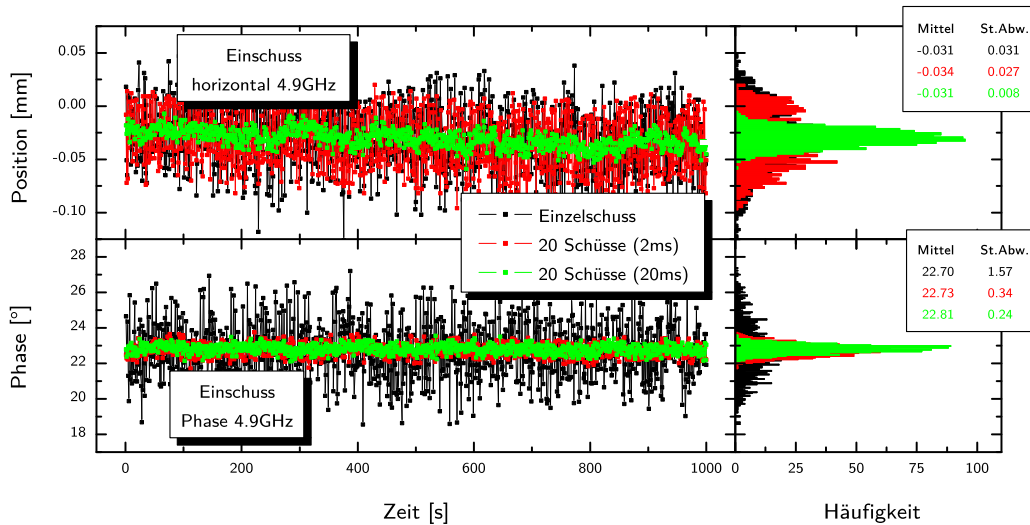


Abbildung 2.19:

Vergleich der Streuungen bei jeweils 1000 HF-Monitor-Messungen (Einschuss HDSM; horizontal/Phase): Der Einfluss des Netzbrumms wird durch die Mittelung über jeweils 20 ms effektiv um einen Faktor 5-10 unterdrückt.

Gleichzeitig wird hier die Stabilität der Betriebsparameter gezeigt, da z.B. die Phasenvariation $\delta\phi$ in einem Zeitraum von 15 Minuten deutlich kleiner als $\pm 1^\circ$ (Standardabweichung, grün) bleiben. Diese Stabilität wird bei den Messungen (Kapitel 4) vorausgesetzt.

Sehr hilfreich ist die automatische Interpolation des realen Triggerzeitpunkts (TTI). Bei einer Samplingrate von nur 500 MS/s sind die einzelnen ADC-Samples bereits 2 ns voneinander entfernt. Da die interne Referenz-Clock der ADCs nicht mit dem

⁶Ein modernes Digital-Oszilloskop kann für die Strahldiagnose der Mikrotrons nicht verwendet werden, da durch die relativ geringe Bildschirmauflösung die gleichzeitige Darstellung aller 90 Umläufe des RTM3 nur unbefriedigend aussieht. Daher wird ein Analog-Oszilloskop in Verbindung mit dem neuen Oszilloskop-Multiplexer verwendet. Dieser leitet mit jedem neuen Diagnosepuls eins der normalerweise sechs Signale zur 6-Kanal-Darstellung an das Oszilloskop. Besonders im RTM1 bedeutet dies, dass aus jedem Signal mit einer Frequenz von 1/6 kHz ein Intervall von 300 ns aus 1 ms nur sehr dunkel dargestellt werden kann.

Kanonentrigger synchronisiert ist, kann somit ein Triggerereignis um ± 1 ns variieren. Wenn dann Sample für Sample eine einfache Mittelung durchgeführt wird, reduziert das die nutzbare Signalbandbreite, was in Abbildung 2.20 dargestellt ist. Weil aber durch die ADC-Hardware der Triggerzeitpunkt unabhängig von der aktuellen Samplingrate wesentlich genauer (5 ps laut Datenblatt) bereitgestellt wird, können vor Mittelung der Daten die einzelnen Diagnosepulse zunächst auf den echten Triggerzeitpunkt interpoliert werden [54].

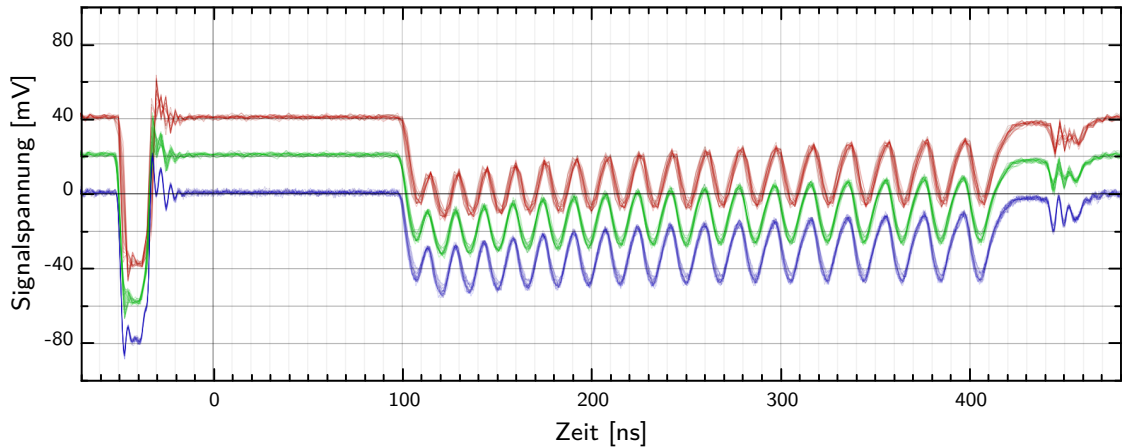


Abbildung 2.20:

TTI-Effekt beim Intensitätssignal (RTM1) bei 0.4 GS/s: 0.4 GS/s ohne TTI (rot, +40 mV Offset), 0.4 GS/s mit TTI (grün, +20 mV Offset), 2.0 GS/s als Vergleich (blau). Besonders die hochfrequenten Anteile im Signalverlauf der Zeitmarke (links) werden durch die Trigger-Interpolation deutlich besser reproduziert, so dass diese Funktionalität als Standard verwendet wird. Jeweils 20 Diagnosepulse in 20 ms wurden digitalisiert.

2.7 Datenverarbeitung

Die automatisierte Datenverarbeitung der HF-Monitorsignale ist eine wesentliche Komponente beim Betrieb der Mikrotrons von MAMI. Im normalen Betrieb muss das System zuverlässig funktionieren, um die benötigten Messdaten für Optimierungen der Korrekturmagnete oder der Linacphasen zu liefern.

2.7.1 Interpretation und Analyse der Signale

Die Signale der HF-Monitore werden im Routinebetrieb während der Strahloptimierung immer auf dem zentralen Oszilloskop durch den Operator kontrolliert. Weil jeweils vier Lage- sowie das Phasen- und das Intensitätssignal aller Mikrotrons in einer Sechskanaldarstellung angezeigt werden, ist es praktisch, dass gleich hohe Signalepulse ähnlich große

Strahlablagen anzeigen. Daher sind die einzelnen Pegel der Monitore durch individuelle Vorwiderstände etwa so abgeglichen, dass eine Ablage von 1 mm zu einer Pulshöhe von etwa 50 mV führt.

Die rechnergestützte Datenerfassung erlaubt aber eine individuelle Kalibration der Signale, indem die Skalierungskonstante k nach Gleichung 2.7 für jeden x/y-Monitor individuell durch Einstellen einer wohldefinierten Strahlablage bestimmt wird.

Das Intensitätssignal spielt bei der Datenanalyse eine besondere Rolle, indem es die Zeitinformation T_i für die einzelnen Umläufe liefert. Weil bei einer optimierten Maschine die übrigbleibenden transversalen Ablagesignale zu klein sind, können allein mit den x/y-Signalen die einzelnen Umläufe nicht zuverlässig separiert werden. Die Pulsverarbeitung basiert auf der bereits lange bewährten Strategie [53]:

- Um die exakte Zeitposition T_i für den Umlauf i zu erhalten, werden zunächst die lokalen Maxima im Signalverlauf $u(t)$ des Intensitätssignals ermittelt, die eine bestimmte Schwelle überschreiten.
- Anschließend wird das Signal über die typische Halbwertsbreite des Pulsverlaufs von ± 10 ns durch eine Parabel angepasst, um eine weniger durch Rauschen gestörte Position des Maximums zu erhalten.
- Wenn nun die Parameter der Parabel (Höhe, Abstand beider Nullstellen) sinnvoll sind und der Abstand zum vorigen Umlauf T_{i-1} etwa der Umlaufzeit entspricht, gilt der Umlauf i als gefunden und die Auswertung wird fortgesetzt.
- Alle Signale werden anschließend an der entsprechenden zeitlichen Position nach Gleichung 2.8 über dasselbe Intervall integriert; Laufzeitunterschiede (z.B. durch Kabellängen) können hier leicht kompensiert werden. Damit wird die Größe des Pulses und damit auch die physikalische Messgröße bestimmt.

Weiterhin erlaubt die im Rahmen dieser Arbeit komplett neu entwickelte ADC-Software dank der grafischen Darstellung sofort Einblick in die erfassten Messdaten, was sich bei der detaillierten Analyse der Rohdaten als sehr hilfreich erwiesen hat: Alle während der Datenanalyse gefundenen Informationen (z.B. die T_i und der Integrationsbereich sowie die Größe des ausgewerteten Pulses) werden direkt grafisch dargestellt, was die Fehlerdiagnose bei der Signalerfassung wesentlich vereinfacht und beschleunigt (z.B. bei der Verbesserung der Signalauswertung in Abschnitt 3.3.3, Abbildung 3.7, 3.8).

2.7.2 Archivierung der ADC-Rohdaten

Moderne Computersysteme mit ausreichend Festplattenspeicher erlauben problemlos, die unkomprimierten Rohsignale abzuspeichern. Insbesondere während der Entwicklungsphase sind die Offline-Daten wertvoll, um verbesserte Analyseroutinen entwickeln, testen und vergleichen zu können, ohne weitere Messzeit am Beschleuniger zu benötigen. Auch im Routinebetrieb hat es sich bei der Fehlerdiagnose bewährt, den Zustand vor und nach jeder Optimierung der Maschine als Rohdaten der HF-Monitore abzuspeichern.

Das System erlaubt außerdem, ganze Mess-Sequenzen als Rohdaten abzuspeichern und später auf gleiche Weise wiederzugeben, als würden die Daten tatsächlich vom laufenden Beschleuniger stammen. Dadurch ist es möglich, einmal durchgeführte Messungen zu späteren Zeitpunkten unter Berücksichtigung neuer Erkenntnisse zu analysieren. Diese Art mit den Daten der Strahldiagnosesysteme eines Beschleunigers umzugehen ähnelt somit der sonst von Experimenten der Kern- oder Hochenergiephysik bekannten Vorgehensweise. Auch dort werden i.d.R. die Messdaten der Experiment-Datenerfassung in ihrer Rohversion auf Datenspeicher geschrieben, um jederzeit unter Berücksichtigung neuer Erkenntnisse ausgewertet werden zu können.

2.7.3 Performance der Datenerfassung

Wenn die Datenerfassung schnell genug ist, können Messungen mit vergleichsweise größerer Detailtreue durchgeführt werden. Das verkürzt z.B. die in Abschnitt 4.3 vorgestellten Akzeptanzmessungen, bei denen sehr viele verschiedene Maschinenkonfigurationen untersucht werden, auf etwa die Hälfte der Zeit.

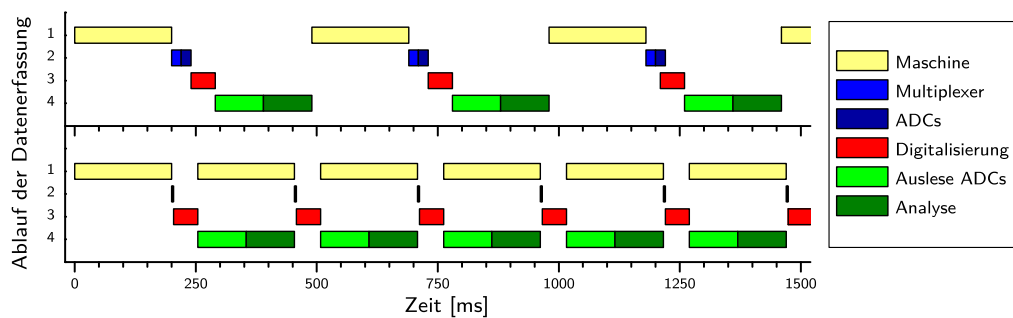


Abbildung 2.21:

Typischer Zeitablauf während der HFMO-Datenerfassung: Erst Maschine einstellen (1. gelb, ~200 ms), dann ADC-System vorbereiten (2. blau, ~40 ms), digitalisieren (3. rot, ~50 ms) und auslesen/analysieren (4. grün, ~200 ms). Die untere Grafik stellt den optimierten Ablauf dar: Nur während der wirklichen Datenerfassung wird die Maschine nicht verändert. Deutlich erkennbar können mit der optimierten Methode in diesem Beispiel etwa doppelt so viele Messungen in der gleichen Zeitspanne durchgeführt werden.

Die vormals immer synchron durchgeführte Datenerfassung erfolgt in vier Schritten (Abbildung 2.21), die bei zeitunkritischen Messungen jedes Mal ausgeführt werden. Damit benötigt eine solche Messung zwischen 300 ms und 500 ms.

Der Vorgang bietet aber Optimierungspotential durch Parallelisierung: Wenn jede Messung die gleiche Multiplexer- und ADC-Kanal-Konfiguration benötigt, kann auf den zweiten Schritt verzichtet werden. Dadurch können aber bei vollkommen synchroner Datenverarbeitung nur etwa 40 ms eingespart werden.

Der Zustand des Beschleunigers spielt nach Abschluss der Digitalisierung (Schritt 3.) keine Rolle für die weitere Verarbeitung mehr und kann deshalb bereits parallel ab Schritt 4. („Totzeit“) verändert werden. Dazu muss das Messprogramm allerdings in der Lage sein, die Messdaten asynchron verarbeiten zu können. Das Vorgehen erweist sich dann als vorteilhaft, wenn das Einstellen einer neuen Beschleunigerkonfiguration einige 10 ms bis 200 ms benötigt, so dass die Messungen etwa zwei- bis viermal schneller durchgeführt werden können.

