

Ein optimales Modulationsverfahren für Multibunch-Feedbacksysteme

M. Hoffmann, S. Simrock

DESY-Note-2006-03

Version 1.00

25. September 2006

For the longitudinal coupled bunch feedback system at HERA-p at the Deutsches Elektronen-Synchrotron DESY (Hamburg, germany) a new modulation method was developed which was implemented using a digital signal processing system in combination with a commercially available vector modulator. A part of the modulation is calculated in the digital electronics used for the feedback filter, which produces a streams of I/Q-vector signals which then modulate a 104 MHz RF signal with the vector modulator.

This method (in contrast to the single sideband modulation) does not need any equalizer filters and it is shown to be the optimal modulation for minimizing the power requirements. It works with cavities of any Q value, and the cavity can be operated on its center frequency. Last but not least one can choose not only the amplitude of the signal, but also its phase at decisive discrete times when the bunches pass. This offers a way to make the modulation quite robust concerning phase jitter.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Ein Optimales Modulationsverfahren für Multibunch-Feedback-Systeme	2
2.1	Verschiedene Modulationsverfahren	2
2.2	Der optimale Kicker-Modulator	4
2.3	Modulation des Feedback-Signals	6
2.4	Bestimmung von Alpha aus einer Messung	9

Inhaltsverzeichnis

2.5	Erweiterung des Modulationsverfahrens zur Kompensation von Nichtlinearitäten im Verstärkerzweig	10
3	Zusammenfassung	12
	Literaturverzeichnis	13

1 Einleitung

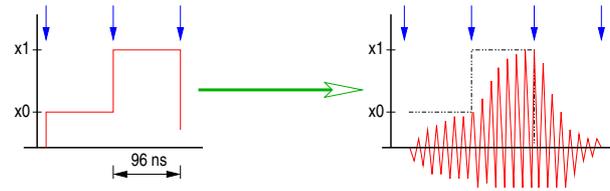
Ein breitbandiges longitudinales Dämpfungssystem für die Protonenmaschine HERA-p wurde in den Jahren 2005 und 2006 entwickelt und aufgebaut [1, 5]. Hierbei stellte sich die Aufgabe, das von der Feedback-Digital-Elektronik berechnete Korrektursignal für alle Bunche mit Hilfe eines longitudinalen Feedback Kicker-Cavities dem Strahl zu applizieren.

Da ein Cavity für das sogenannte Baseband, welches die Korrektursignale mit Frequenzanteilen von 47 kHz bis 5.2 MHz umfaßt, schlichtweg für den Tunnel zu groß geworden wäre, und auch bei den Anforderungen an den Leistungsverstärker wegen der kleinen Shunt-Impedanz einige technische Schwierigkeiten zu überwinden gewesen wären, war es notwendig, das Feedback-Signal in ein höheres Frequenzband zu transformieren, um es so mit einem kleineren Kicker zu applizieren. Die Trägerfrequenz wurde hier hauptsächlich aus praktischen Erwägungen zu 104 MHz gewählt. Entscheidend für die Modulation ist die Tatsache, daß die Trägerfrequenz genau ein Vielfaches der Bunchfrequenz von 10.41 MHz beträgt.

Als Modulationsverfahren wird nun eine innovative neue Methode verwendet: Ein Teil der Modulation wird im FPGA des Digital-Filters berechnet und anschließend als Vektor mit den Komponenten I und Q der 104 MHz Trägerfrequenz aufmoduliert. Das Verfahren kommt (im Gegensatz zu den bisher bei Multibunch-Feedbacks verwendeten Ein-Seitenband-Modulationsverfahren) ohne gesonderte Equalizer-Filter aus. Es arbeitet mit Cavities beliebiger Güte immer korrekt, und das Cavity kann (muß aber nicht zwingend) auf seiner Resonanzfrequenz betrieben werden. Schließlich hat man die Freiheit, nicht nur die Amplitude der Spannung, sondern auch die Phase der HF bei den diskreten Zeitpunkten der Bunch-Passagen frei zu wählen, so daß man durch geschickte Wahl der Phase eine große Robustheit der Modulation gegen Phasen- bzw. Timingjitter erzielen kann. Da das Cavity als Filter selbst mit in das Modulationsverfahren miteinbezogen ist, kann man schließlich zeigen, daß die so entwickelte Methode auch die optimale Modulationsmethode für Multibunch-Feedback-Systeme in Hinblick auf die eingesetzte HF-Leistung, sowie die Robustheit gegen Phasenjitter und ungenaue Timingeinstellung ist.

Die in diesem Artikel beschriebene Aufgabe war es, ein dynamisches System (Cavity) so anzusteuern, daß an diskreten Zeitpunkten (alle 96 ns) der gewünschte Feldvektor vorhanden ist.

Abbildung 1: Die Problemstellung: das Treppenstufenförmige Feedback-Signal soll auf einen Träger aufmoduliert werden, und zwar so, daß jeder Bunch nach wie vor seine ihm zugeordnete Spannung sieht.



2 Ein Optimales Modulationsverfahren für Multibunch-Feedback-Systeme

Das von der Digitalelektronik erzeugte Feedback-Signal ist eine Treppenfunktion mit einer Stufenfrequenz von 10.409741 MHz. Die Information ist in Frequenzen von 0 bis 5.2 MHz enthalten. Wegen der benötigten Größe des Feedback-Kicker-Cavities können wir allerdings nicht bei diesen Frequenzen im sogen. *Baseband*¹ arbeiten. Es ist stattdessen notwendig, das Feedback-Signal in ein höheres Frequenzband zu transformieren. Die Trägerfrequenz wurde hier aus praktischen Erwägungen zu 104 MHz (10 mal die Bunchfrequenz) gewählt, da ein Cavity für diese Frequenz praktikable Parameter aufweist, und die Frequenz immer noch als so niedrig angesehen werden kann, daß für eine Bunchlänge von ca. 1 ns nur eine kleine Feldänderung entsteht. Entscheidend für die Modulation hingegen ist – wie weiter unten noch näher erläutert wird – die Tatsache, daß die Trägerfrequenz genau ein Vielfaches der Bunchfrequenz von 10.41 MHz beträgt. (Die genauen Frequenzen und auch weitere Details über HERA-p finden sich u.a. in [2].)

2.1 Verschiedene Modulationsverfahren

Gängige Modulationsverfahren für eine Anwendung in Multibunch-feedback-Systemen sind bisher:

- Amplitudenmodulation (AM),
- Einseitenband-Modulation (SSB), verwendet bei den Feedbacksystemen der Elektronenbeschleuniger HERA-e und PETRA,
- Phasenmodulation bzw. QPSK, teilweise in Kombination mit AM, verwendet bei ESRF, SLAC, ALS, INFN [6, 7].

¹Baseband oder auch Basisband ist ein Begriff aus der Nachrichtenübertragungstechnik. Er bezeichnet denjenigen Frequenzbereich, in dem sich das zu übertragende Nutzsignal befindet. Vor der Modulation und nach der Demodulation befindet sich das Nutzsignal „im Basisband“. In anderen Stufen der Übertragung ist das Nutzsignal dann beispielsweise auf die Trägerfrequenz aufmoduliert, oder es befindet sich im Zwischenfrequenzbereich.

Amplitudenmodulation (AM) Zunächst könnte man an eine *Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger (DSBSC)*¹ denken. Sorgt man dafür, daß die Phase des Trägers zu den Bunchen fest bleibt und vorzugsweise 0° beträgt, damit die Bunche immer die maximale Spannung einer Schwingung sehen, so kann man jedem Bunch seine benötigte Spannung applizieren.

Die einfache Amplitudenmodulation produziert jedoch normalerweise zwei Seitenbänder symmetrisch zum Träger. Die Bandbreite des Kicker-Cavities muß deshalb mindestens 2×5.2 MHz betragen. Um die Effektivität bei der Dämpfung der höheren Moden nicht zu verringern, sind noch größere Bandbreiten wünschenswert. Wird die Trägerfrequenz gleich der Cavity-Resonanzfrequenz gewählt, werden die beiden Seitenbänder durch die Cavity-Resonanzkurve symmetrisch beschnitten, was wenigstens keine zusätzliche Phasenmodulation bewirkt.

Großer Nachteil der einfachen Amplitudenmodulation ist wegen der benötigten großen Bandbreite (und deshalb nur geringer Güte) des Systems eine große Treiberleistung, welche nicht optimal ausgenutzt wird. Zweitens ist die Verstärkung für höhere Moden kleiner, welches ggf. durch (Equalizer-)Filter ausgeglichen werden muß.

Einseitenband-Modulation (SSB) Glücklicherweise kommt beim Multibunch-Feedback der Umstand zum tragen, daß die Trägerfrequenz ein Vielfaches ($n = 10$) der Bunchfrequenz beträgt, und das Signal nur mit der (einfachen) Bunchfrequenz abgetastet wird. Was für eine Spannung zwischen den Bunchen im Kicker-Cavity vorherrscht, ist deshalb egal. Zum Zeitpunkt, wenn der Bunch passiert, soll allerdings die richtige Spannung $U = U_0 \cos(\phi)$ anliegen. Wie sich zeigt, kommt man dann auch mit der halben Bandbreite aus. Dies lässt sich auch in einer *Einseitenband-Modulation (SSB)*² verwirklichen. Hierbei wird das zweite Seitenband bei der einfachen Amplitudenmodulation entweder unterdrückt, oder anschließend mit einem speziellen Filter weggefiltert. Hierbei verliert man jedoch Frequenzen in der Nähe des Trägers, welches in unserem Fall bedeuten würde, daß der Multibunch-Grundmode und die Moden 1 und evtl. 2 modulationsartbedingt nicht gut gedämpft werden könnten.

Es gibt hierbei jedoch noch zwei weitere recht gravierenden Nachteile:

¹Die (Zweiseitenband-) Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger (DSBSC, double side band suppressed carrier) ist eine Sonderform der Amplitudenmodulation. Bei der AM entstehen neben dem ursprünglichen Trägersignal zwei zusätzliche Frequenzbänder beim Modulieren: Die Seitenbänder, in denen jeweils das Spektrum des Nutzsignals enthalten ist.

²Bei der Einseitenbandmodulation (SSB, engl.: Single-Sideband Modulation) werden im Vergleich zur traditionellen Amplitudenmodulation keine redundanten Signalkomponenten (zweites Seitenband, Trägersignal) erzeugt, die gegebene Sendeleistung besser ausgenutzt werden kann. Der entscheidende Vorteil von SSB gegenüber DSB ist jedoch der geringere Bandbreitenbedarf des Sendesignals. Ein SSB-Signal entsteht durch Frequenzversatz (Mischung) des zu übertragenen Basisbandsignals, also etwa des Sprachfrequenzbandes, in den Kurzwellenbereich. Der Betrag des Frequenzversatzes bezeichnet die Sendefrequenz. Das SSB-Signal weist somit die gleiche Bandbreite und Amplitudenstatistik auf wie das modulierende Signal. Dies ist ein markanter Unterschied zur Amplituden- oder Frequenzmodulation, deren Bandbreitenbedarf mindestens doppelt so groß ist. Da kein Trägersignal wie bei AM ausgesendet wird, dient die gesamte Signalleistung der Informationsübertragung, was sich letztendlich in einer beträchtlichen Energieeinsparung bemerkbar macht.

Wegen der Bandbeschneidung durch die Cavity-Transferfunktion, wirken nämlich unterschiedliche Modulationsfrequenzen (zur Bedämpfung unterschiedlicher Moden) nacher unterschiedlich stark auf die Bunche, da Frequenzen weit weg vom Träger dann ggf. schon außerhalb der Bandbreite des Cavitys liegen und deshalb stark abgeschwächt werden. Insbesondere, da man bei einer Einseitenbandmodulation den Träger nicht mittig in die Resonanz des Cavitys legen würde, um möglichst günstige Bedingungen herzustellen, wird eine Kompensation der unsymmetrischen Filterwirkung des Cavitys z.B. mit einem Equalizer recht aufwendig. Auch hierbei verliert man Leistung in diesen Filtern, welche nicht zum Bedämpfen der Bunche angewendet werden kann.

Außerdem kann man nicht $\phi = 0$ erreichen. Das Verfahren ist deshalb anfällig gegenüber Phasenjitter, -driften oder -unterschiede der einzelnen Bunche.

Phasenmodulation bzw. QPSK Einige Multibunch-Feedback-Systeme verwenden deshalb nicht die SSB (=single sideband modulation), sondern eine reine Phasenmodulation. Dies kann sinnvoll sein, wenn man eine gleichmäßige Verlustleistung im Cavity erreichen möchte, um z.B. thermische Schwankungen zu vermeiden. Die Eingangsleistung ist daher konstant und immer maximal, unabhängig davon, ob zum Bedämpfen der Oszillationsmoden auch Leistung benötigt wird. Hier offenbart sich gleich der Nachteil: Die meiste Leistung wird ungenutzt im Cavity verheizt und die Bandbreite des Cavitys muß ausreichend groß sein, damit die Phasenänderung bis zum nächsten Bunch erfolgt ist (also max. 180° in 96 ns, entsprechend 5.2 MHz minimum).

Bei der QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*)¹ werden außerdem nur vier Phasenzustände verwendet. Jeder Bunch kann daher nur volle Spannung mit positivem oder negativem Vorzeichen oder Null sehen (Der vierte Phasenzustand ergibt auch eine Spannung von 0). Dies ist eine Art Dreipunktregler. Eine feine Dosierung der Spannung ist nicht möglich und zumindest bei Elektronenmaschinen aber auch nicht unbedingt nötig.

Manchmal wird aus diesem Grund auch eine Kombination aus Amplitidenmodulation und QPSK verwendet, wie z.B. bei PEP-II, ALS und DAΦNE.

2.2 Der optimale Kicker-Modulator

Die überraschenderweise recht simple Lösung des Problems bietet eine Modulationsart, die die quasi-zeitdiskrete Struktur der Bunche sowie die Filtercharakteristik des Kicker-Cavitys selbst berücksichtigt.

Die Aufgabe ist nun, ein dynamisches System (das Cavity) so anzusteuern, daß bei diskreten Zeitpunkten t_n (alle 96 ns, wenn ein Bunch kommt) der gewünschte Feldvektor $U_0 \cos(\phi)$ vorhanden ist. Der Spannungsverlauf zu allen anderen Zeitpunkten (zwischen den Bunchen) darf beliebig sein. Hier verlangen wir nur, daß dem Leistungsverstärker, welcher das Cavity

¹Das Quadrature Phase Shift Keying (QPSK, deutsch: Quadraturphasenumtastung, Vierphasen-Modulation) ist eigentlich ein digitales Modulationsverfahren in der Nachrichtentechnik. Bei der QPSK können gleichzeitig 2 Bits pro Symbol übertragen werden, d.h. es gibt genau 4 mögliche Phasenzustände.

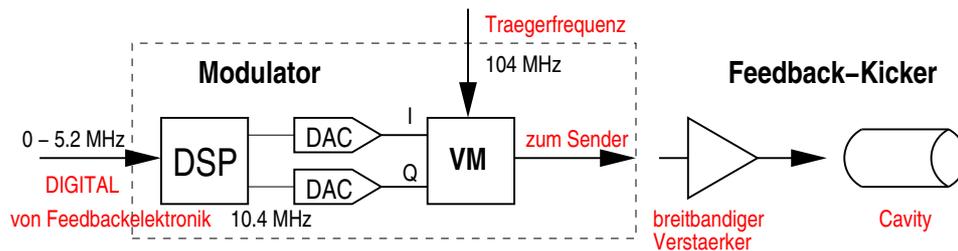


Abbildung 2: Modulator für das Multibunch-Feedback bestehend aus einem Digitalteil und einem Vektormodulator in Kombination mit dem Cavity als Filter.

treibt, nicht mehr Leistung abgefordert wird, als nötig. Außerdem haben wir noch die Einschränkung, daß die Ansteuerung sich auch nur in diskreten Stufen ändert, d.h. ebenfalls alle 96 ns kann der Ansteuervektor geändert werden.

Diese Aufgabe läßt sich durch eine geeignete Mischung aus Phasen- und Amplitudenmodulation, allgemein also eine I/Q-Vektormodulation, lösen. Insbesondere sieht man leicht, daß bei Sollphasen $\phi(t = t_n) = 0$ – die Bunche passieren immer im Maximum bzw. Minimum der Schwingung – nicht nur die Auswirkungen von Phasenjitter auf die Kickspannung $U_n = U(t_n) \cos(\phi(t_n))$ minimal wird, sondern auch die benötigte Senderleistung¹.

Für das Feedback-Modulationsverfahren ist die Forderung $\phi(t = t_n) = 0$ also vorteilhaft, da nur dort die Spannung gegen Lageschwankungen und -oszillationen der Bunche sowie Phasenrauschen, -oszillationen, -jitter, -drifts und sonstige Störeffekte relativ unempfindlich ist.

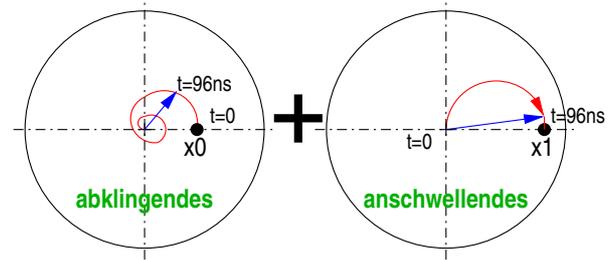
Dieses Verfahren ist weiterhin unabhängig von der Güte des Cavities (bei zu kleiner Bandbreite wird allerdings eine möglicherweise zu große Ansteuerungsamplitude gefordert), so daß keine Korrekturen mit Hilfe von Equalizern oder sonstiger Filter erforderlich sind. Es wird lediglich die Filtercharakteristik des Cavities selbst sowie die zeitdiskrete Struktur der Bunche ausgenutzt. Zur Modulation des Signals wird ein Vektormodulator eingesetzt, der anstelle von nur einem dann mit zwei Modulationssignalen angesteuert wird. Der Feedback-Modulator besteht dann also aus zwei Teilen, einem Digitalteil, welcher die I- und Q- Signale aus dem Ansteuer-Treppensignal berechnet, sowie einem Vektormodulator, welcher in Analogtechnik realisiert werden kann und die Information der Träger-HF aufmoduliert (siehe Abb. 2).

Der Strahl demoduliert dann das Signal durch (under-)Sampeln des im Cavity vorhandenen Feldes. Das ursprüngliche (reelle, digitale) Signal aus der Feedback-Elektronik wird so rekonstruiert.

Man kann zeigen, daß dieses Modulationsverfahren dann optimal wird (im Hinblick auf die eingesetzte HF-Leistung), zusätzlich zu den oben schon erwähnten Eigenschaften – weil bzw. wenn keine weiteren Filter im Zweig eingesetzt werden und der Treiberverstärker verglichen

¹Strenggenommen muß man hierfür außerdem fordern, daß $U_n \leq U(t) \leq U_{n+1}$ oder $U_n \geq U(t) \geq U_{n+1}$ für alle $t_n < t < t_{n+1}$. Dies ist aber keine Einschränkung für ein (einfaches, lineares) dynamisches System wie ein Cavity.

Abbildung 3: Summe der (komplexen) Feldstärken im Cavity nach 96 ns (blaue Pfeile); für den Fall, daß die Spannung bei $t = 0$ x_0 gewesen ist und so angeregt wird, daß x_1 im Gleichgewichtsfall erreicht würde.



mit der Bandbreite des Cavitys breitbandig ist. Bei dem von uns eingesetzten Verstärker (0.05 bis 220 MHz) ist dies der Fall.

2.3 Modulation des Feedback-Signals

Wie berechnet sich nun der benötigte Modulationsvektor aus der gewünschten Spannung für den nächsten Bunch? Dies bei bekannter Dynamik des Systems (durch die Differentialgleichung, bei bekannten Cavity-Parametern wie Resonanzfrequenz und Güte, gegeben).

Um diese Rechnung zu machen, finden wir folgende Ausgangssituation:

1. Die aktuelle Spannung im Cavity zum Zeitpunkt $t = 0$ ist bekannt.
2. Zum Zeitpunkt $t = 0$ setzen wir den neuen Ansteuerungs-I/Q-Vektor und dieser bleibt für exakt 96 ns konstant (bis der nächste Bunch kommt).
3. Das Cavity besitzt nur eine dominante Mode, nämlich bei 104 MHz.
4. Die Cavity-Resonanz ist exakt mittig/symmetrisch bezogen auf die Trägerfrequenz abgestimmt.

Nun läßt sich leicht (das einfache 1-Resonanz-Modell vorausgesetzt) ausrechnen, welche Spannung und welche Phase sich im Cavity nach exakt 96 ns einstellt; nämlich eine Überlagerung aus dem Abklingen des im Cavity noch vorhandenen Feldes und dem Aufbau des neu angeregten Feldes (siehe Abb. 3). Dieses ist ausschließlich von den Cavity-Parametern selbst abhängig, nämlich von seiner Güte Q und der Resonanzfrequenz ω_R .

Zunächst gehen wir von der Differentialgleichung

$$\ddot{x} + 2\beta\dot{x} + \omega_0^2 x = \mathbf{K}e^{i\omega_E t}$$

aus, mit der Dämpfungskonstante $\beta = \frac{\omega_0}{2Q}$, der Eigenfrequenz ω_0 des Modes, der komplexen Erregeramplitude $\mathbf{K} = ke^{-i\varepsilon}$ und der Erreger-Frequenz ω_E .

Es gilt

$$\omega_R = \sqrt{\omega_0^2 - \beta^2} \quad ,$$

und die allgemeine Lösung der Differentialgleichung schreibt sich dann

$$x(t) = \mathbf{A}e^{-\beta t}e^{i\omega_R t} + \mathbf{C}e^{i\omega_E t} \quad .$$

Die komplexen Faktoren lassen sich ausdrücken durch

$$\mathbf{A} = ae^{-i\delta} \quad \text{Eigenschwingungsanteil}$$

$$\mathbf{C} = -\mathbf{K} \frac{\omega_0^2 - \omega_E^2 - 2i\beta\omega_E}{(\omega_0^2 - \omega_E^2)^2 + 4\beta^2\omega_E^2} =: k\zeta e^{-i\eta} \quad \text{erzwungener Anteil}$$

$$\eta = \operatorname{arccot} \frac{\omega_0^2 - \omega_E^2}{2\beta\omega_E}$$

$$\zeta^2 = \frac{1}{(\omega_0^2 - \omega_E^2)^2 + 4\beta^2\omega_E^2}$$

Betrachten wir jetzt obige Gleichungen unter der Randbedingung $\omega_E = \omega_0 \approx \omega_R$, so ergibt sich:

$$\mathbf{C} = \frac{i}{2\beta\omega_E} \mathbf{K}; \quad \eta = \frac{\pi}{2} \quad .$$

Ferner gelten die Randbedingung $x(0) = U_0$, $x(96\text{ns}) = U_1$, reell¹, d.h. $\dot{x}(t=0) = \dot{x}(t=96\text{ns}) = 0$. Dann erhalten wir:

$$U_0 = \mathbf{A} + \mathbf{C} = \mathbf{A} + \frac{i}{2\beta\omega_E} \mathbf{K} \quad \text{und}$$

$$U_1 = (U_0 - \frac{i}{2\beta\omega_E} \mathbf{K}) e^{-\beta \cdot 96\text{ns}} e^{i\omega_R \cdot 96\text{ns}} + \frac{i}{2\beta\omega_E} \mathbf{K} e^{i\omega_E \cdot 96\text{ns}} \quad .$$

Diese Gleichung lösen wir nun nach \mathbf{K} auf, da wir ja wissen wollen, mit welcher Anregungsamplitude und -phase wir ausgehend von U_0 U_1 erreichen können. Hierzu führen wir zunächst als Abkürzung die Konstante

$$\alpha := e^{-\beta \cdot 96\text{ns}} e^{i\omega_R \cdot 96\text{ns}} \quad (1)$$

ein und erhalten dann:

$$\mathbf{K} = -2i\beta\omega_E \cdot \frac{U_1 - \alpha U_0}{e^{i\omega_E \cdot 96\text{ns}} - \alpha}$$

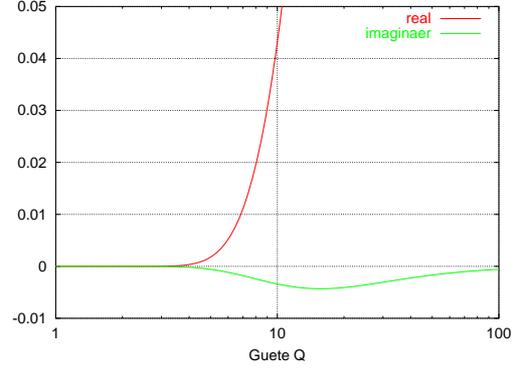
Eine letzte Vereinfachung ergibt sich nun, da die Frequenz des Cavities und die Bunchfrequenz in einem festen ganzzahligen Verhältnis stehen:

$$\omega_E \cdot 96\text{ns} = 2\pi \cdot 10 \quad .$$

Deshalb vereinfacht sich die Gleichung schließlich zu

¹Die Randbedingungen werden absichtlich so gewählt, daß die Phase des 104 MHz HF-Signals bei jeder Bunchpassage gleich 0 sein soll. D.h. der Cosinusverlauf der Spannung im Cavity befindet sich immer gerade in einem Maximum (oder Minimum) wenn ein Bunch passiert. Dies macht das Verfahren relativ robust gegen Phasenfehler oder Phasenrauschen des Signals, da sich die Amplitude bei einem Phasenfehler bis zu 8 Grad gerade einmal um 1 Prozent ändert.

Abbildung 4: Real- und Imaginärteil von α in Abhängigkeit von der Güte des Systems.



$$\mathbf{K} = -2i\beta\omega_E \cdot \frac{U_1 - \alpha U_0}{1 - \alpha} \quad (2)$$

Der gleiche Sachverhalt hat zur Konsequenz, daß α fast reell ist. Das wiederum bedeutet, daß die Anregung fast vollständig in Gegenphase zur Cavity-Spannung sein muß und kaum eine amplitudenabhängige Phasenmodulation nötig wird. Eine reine Amplitudenmodulation (unter Berücksichtigung der Korrekturen αU_0) bei fester Phasenbeziehung sollte für unsere Anwendung mit hinreichender Genauigkeit ausreichen. Dennoch und wegen einiger Gründe, die weiter unten noch erläutert werden, wird eine Vektormodulation vorgesehen. Dies schafft die Flexibilität, Imperfektionen der HF-Elemente zu kompensieren und die Möglichkeit, das Cavity auch zu betreiben, wenn die Mittenfrequenz nicht genau auf die Erregerfrequenz abgestimmt ist. Außerdem erhält der imaginäre Anteil von α um so mehr Bedeutung, je näher die Bandbreite des Cavities in einem Bereich kommt, der Güten von ca. 16 entspricht, was für unser System gegeben ist (siehe auch Abb. 4). Für eine Güte von 1 strebt α gegen Null und bei sehr hohen Güten strebt α gegen Eins. Dazwischen gibt es einen Bereich, wo der Imaginärteil 0.005 erreicht. Er ist also klein, aber nicht Null!

Die Gleichung (2) läßt sich auch als Matrixschreibweise darstellen, welches anstelle des komplexen Parameters α nun 4 reelle Koeffizienten a_1, a_2, a_3, a_4 benötigt, welche nicht unabhängig sind. In dieser Weise läßt sich diese Rechnung aber sehr leicht auch in der Hardware als 2 FIR-Filter der Ordnung 2 implementieren.

$$\begin{pmatrix} I \\ Q \end{pmatrix} = -2\beta\omega_E \begin{pmatrix} a_1 & a_2 \\ a_3 & a_4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_0 \\ U_1 \end{pmatrix} \quad (3)$$

wobei

$$a_1 = \frac{\alpha_i}{(1 - \alpha_r)^2 + \alpha_i^2} = -0.0056$$

$$a_2 = \frac{-\alpha_i}{(1 - \alpha_r)^2 + \alpha_i^2} = 0.0056$$

$$a_3 = \frac{\alpha_r^2 + \alpha_i^2 - \alpha_r}{(1 - \alpha_r)^2 + \alpha_i^2} = -0.14$$

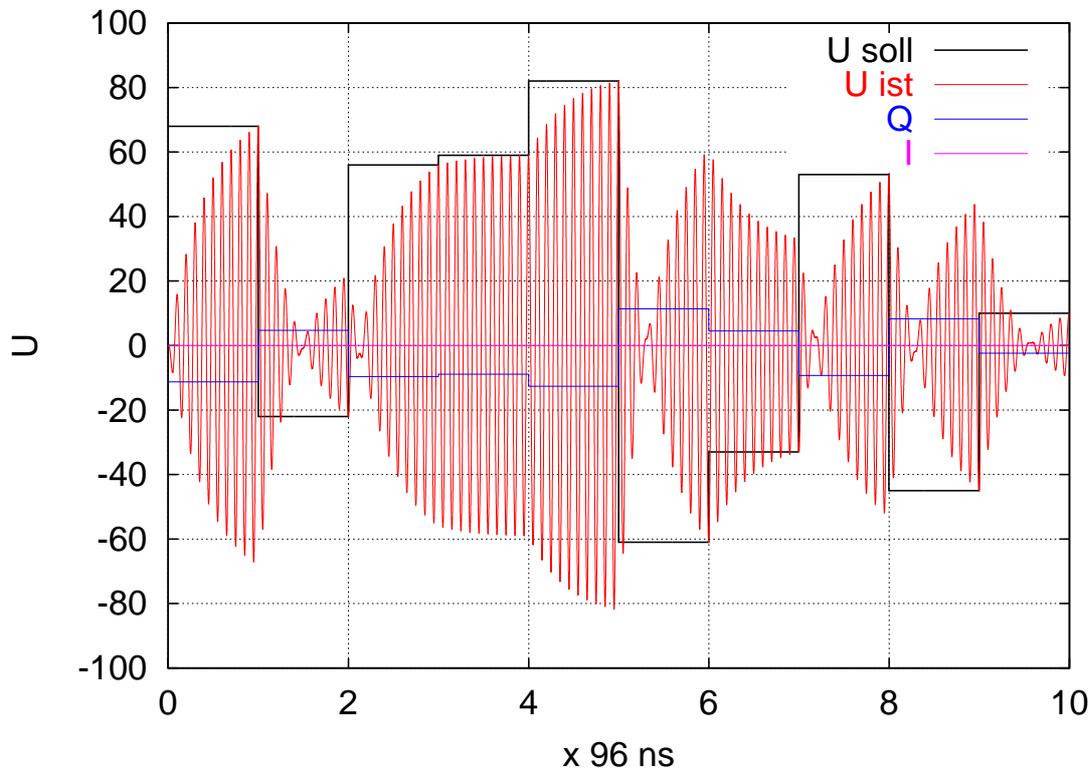


Abbildung 5: Modulationsprinzip: Die vom der Feedback-elektronik erzeugte Treppenfunktion mit dem Korrektursignal (10.4 MHz) wird einem Träger ($10 \cdot 10.4 \text{ MHz} = 104 \text{ MHz}$) so aufmoduliert, daß bei jeder Bunchpassage (ganze Zahlen auf der X-Achse) die gewünschte Spannung (bei Phase 0 des Trägers, also in einem Maximum bzw. Minimum) erreicht wird.

$$a_4 = \frac{1 - \alpha_r}{(1 - \alpha_r)^2 + \alpha_i^2} = 1.14$$

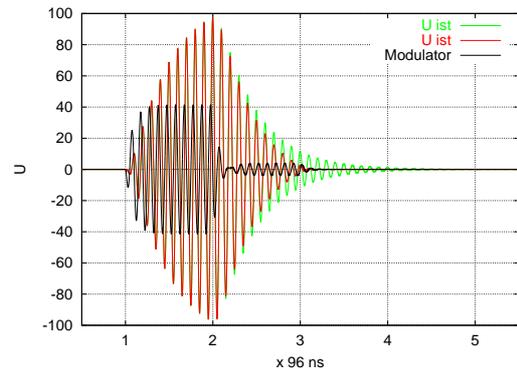
Die Zahlenwerte ergeben sich für eine angenommene Güte von $Q = 15$. In diesem Fall ist dann $\alpha = (0.1231 - 0.0043i)$.

Eine Simulation des Modulationsprinzips zeigt Abb. 5. Eine vorgegebene Spannung (U_{soll}) wird nach genau 10 Schwingungen bzw. 96 ns erreicht, wenn entsprechend der Formel (2) moduliert wird. Der I-Anteil ($I = \text{in phase}$) ist erwartungsgemäß sehr klein, da die Anregung hauptsächlich 90° phasenversetzt erfolgt.

2.4 Bestimmung von Alpha aus einer Messung

Die Konstante α kann zwar aus den Cavityparametern abgeleitet werden, eine Meßtechnische Bestimmung ist aber mindestens als Konsistenzprüfung wünschenswert. Außerdem kann so in gewisser Weise berücksichtigt werden, daß bereits der Modulator selber eine gewisse endliche

Abbildung 6: Einheitspuls mit Kompensation (schwarz) sowie die Cavity-Antwort (rot). In grün ist die Cavity-Antwort ohne Kompensation dargestellt. (Simulation)



Bandbreite besitzt, die zu einer leichten Verfälschung von α führt, leider auf stark nichtlineare Weise, so daß eine zu starke Beeinträchtigung der Bandbreite des Modulators (samt folgender Verstärker) vermieden werden muß.

Für die Messung wird ein Einheitspuls erzeugt und die Pulsantwort gemessen. Ausgehend von einer Spannung $U_0 = 0$ wird zunächst mit einer bestimmten Einheits-Amplitude $\mathbf{K} = \frac{i}{2}k_1$ moduliert. Nach 96 ns wird dann die Spannung U_1 erreicht. Wird danach die Modulation abgeschaltet, d.h. $k_2 = 0$, so klingt die Schwingung im Cavity mit der natürlichen durch die Güte gegebenen Abklingzeit ab. Der folgende Bunch sieht dann aber nicht $U_2 = 0$ sondern das Restfeld nach 96 ns (vergl. Abb. 6). Wird nun anstelle von $k_2 = 0$ die zweite Modulation so optimiert, daß die Restspannung minimiert, wenn nicht zu Null gebracht wird, so ergibt sich aus dem Verhältnis

$$\frac{\mathbf{K}_1}{\mathbf{K}_2} = -\alpha \quad .$$

2.5 Erweiterung des Modulationsverfahrens zur Kompensation von Nichtlinearitäten im Verstärkerzweig

Bei der Realisierung des Kickermodulators muß zunächst einmal davon ausgegangen werden, daß der Verstärker sowie alle eingesetzten Analogkomponenten einschließlich des Vektor-Modulators eine unendliche Bandbreite besitzen und einen linearen bzw. konstanten Phasengang haben. Bei dem eingesetzten sehr breitbandigen Verstärker ist dies auch annähernd der Fall, jedoch zeigten sich wegen möglicherweise leichter Fehlanpassung Störsignale, die von internen Reflexionen herkommen könnten, die schließlich auch das Cavity erreichen und dort die Signalform verfälschen. Diese Nichtlinearitäten können aber teilweise für die Bunche unschädlich gemacht werden, da es auch hier wiederum nur darauf ankommt, welche Spannung zu den Zeitpunkten der Bunchpassagen vorherrschen, nicht jedoch bei den Zeiten dazwischen.

3 Zusammenfassung

Als Modulationsverfahren für das longitudinale Multibunchfeedback-System bei HERA-p wird eine innovative neue Methode verwendet, welche digitale Signalverarbeitung mit einem analogen Vektormodulator und dem Kicker-Cavity als Filter vereint.

Aufgabe war es, ein dynamisches System (Cavity) so anzusteuern, daß an diskreten Zeitpunkten (alle 96 ns) der gewünschte Feldvektor vorhanden ist. Die Ausgangsleistung des Verstärkers sollte optimal ausgenutzt werden. Schließßlich sollte das Verfahren robust sein gegenüber Timing-jitter.

Das entwickelte Modulationsverfahren kommt ohne gesonderte Equalizer-Filter aus. Es arbeitet mit Cavities beliebiger Güte immer korrekt und als Träger kann die Cavity-resonanzfrequenz verwendet werden. Man hat die Freiheit, nicht nur die Amplitude der Spannung, sondern auch die Phase der HF bei den Bunch-Passagen frei zu wählen, so daß man durch geschickte Wahl der Phase eine große Robustheit der Modulation gegen Phasenjitter erzielen kann. Nicht zuletzt erlaubt die Implementierung eine einfache Möglichkeit der Kompensation von Nichtlinearitäten im System.

Prinzipiell werden keine Einschränkungen gesehen, daß beschriebene Verfahren auch bei transversalen Kickern einzusetzen, wengleich es besonders von der einfachen Resonanzcharakteristik eines Cavities profitiert.

In diesem Fall und auch, falls das Cavity nicht das einzige Bandbreitenbestimmende Glied im Feedback-pfad darstellt, kann die Methode verfeinert werden. Immer dann, wenn sich die eingesetzten Komponenten näherungsweise durch ein lineares Modell analytisch beschreiben lassen, kann der Digitalteil des Modulators entsprechend angepaßt werden und man profitiert sogleich von den Möglichkeiten der digitalen Signalverarbeitung.

Zumindest für longitudinale Feedback-Systeme ist dieses Verfahren den bisher verwendeten (SSB und QPSK) überlegen. Die Praxis bei HERA-p hat gezeigt, daß die Implementierung wenig aufwendig und der Abgleich sehr robust ist. Es bleibt abzuwarten, ob dieses Verfahren zukünftig bei neuen Multibunch-Feedbacksystemen verstärkt Verwendung findet.

Literatur

- [1] M. Hoffmann, *A longitudinal coupled bunch feedback for HERA-p*, ICFA Beam Dynamics Newsletter No 37, Aug. 2005, p. 109 ff.
- [2] M. Hoffmann, *HERA-p longitudinal*, Interner Bericht, DESY-HERA-06-03, (Juni 2006).
- [3] J. Randhahn et al. *Design and Operation of a Ferrite Loaded Kicker Cavity for the Longitudinal Coupled Bunch Feedback for HERA-p*, Proceedings of 2006 European Particle Accelerator Conference, Edinburgh, GB, May 2006.
- [4] F. Eints et al. *Control Path of Longitudinal Multibunch Feedback System at HERA-p*, Proceedings of 2006 European Particle Accelerator Conference, Edinburgh, GB, May 2006.
- [5] M. Hoffmann et al. *The Longitudinal Coupled Bunch Feedback for HERA-p*, Proceedings of 2006 European Particle Accelerator Conference, Edinburgh, GB, May 2006.
- [6] E. Plouviez et al. *Broadband Bunch by Bunch Feedback for the ESRF using a Single High Resolution and Fast Sampling FPGA DSP*, Proceedings of 2006 European Particle Accelerator Conference, Edinburgh, GB, May 2006.
- [7] A. Young et al. *VXI Based Multibunch Detector and QPSK Modulator for the PEP-II/ALS/DAΦNE Longitudinal Feedback System*, Proceedings of 1997 Particle Accelerator Conference, Vancouver, pp2368-237.