

# Medizinische Signalverarbeitung 93-99

Vorwort

Jean-Luc Tarb Rome ASLAN

## Die Einbindung Meßrechner in einem Kreislauflabor

Die Komponenten eines Kreislauflabors unterteilen sich in vier Gruppen:

- der Patient,
- die Sensoren mit den primären Meßgeräte,
- die Diagnose Einheiten,
- der Offline-Geräte.

Der Online-computer gehört in die Gruppe der Diagnosesgeräte. Er verarbeitet Rohdaten, gibt sein Ergebnisse als Diagnosewerte aus und bereitet Roh- und Sekundärdaten für ein Offline Analyse und Archivierung auf. Die Offline Analyse bleibt jedoch auch nach der Echtzeitbestimmung der Parameter immer wichtig, da eine Dokumentation mit dem entsprechenden Befund mit zu jeder gründlichen Untersuchung gehört. Diese ist als komplexe Auswertung des Gesamtszenarios nach dem funktionellem Testlauf mit dem Patienten oder Probanden trotz Echtzeitanalyse aufwendig (Graphik; Verrechnung mit anderen Parametern etc. ) und für die Zustandsbeschreibung unerläßlich (Abb. 8),

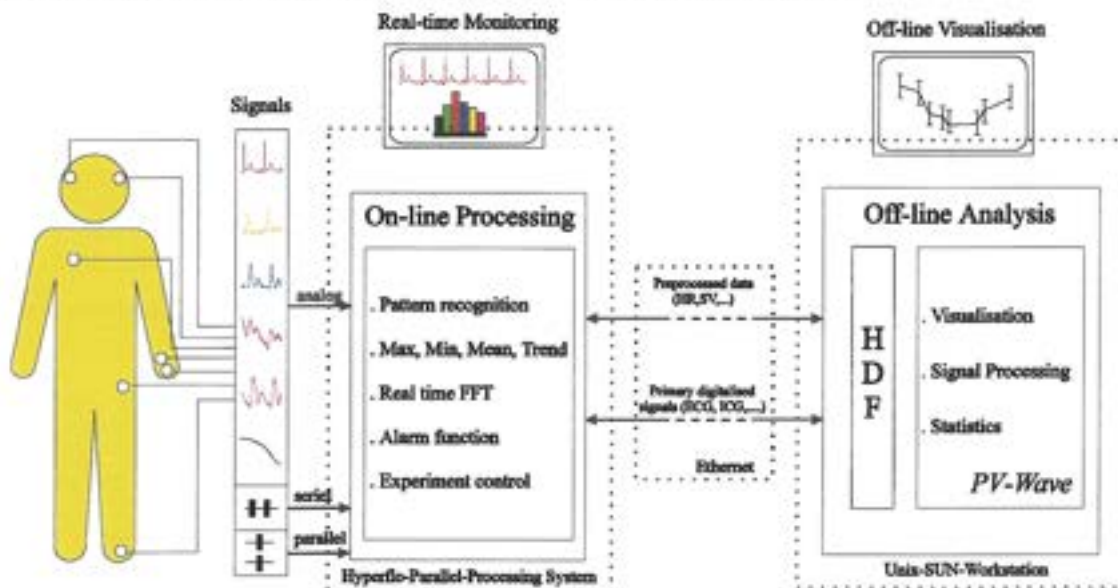


Abb.1 Meßplatz online und offline Verbindung

Im medizinischen Bereich kann das Echtzeitmonitoring allein nicht ausreichen, weil es bei Komplikationen bzw. „versteckten“ Befunden in jedem Fall um eine qualifizierte Beschreibung des individuellen funktionellen Zustandes geht. Eine alleinige offline Analyse deckt jedoch auch nicht die mit dem funktionellen Test in Verbindung stehenden gesundheitlichen Risiken für die Versuchsperson bzw. den Patienten ab. Das heißt konkret, daß bei kritischen Zuständen die Analyse sofort erfolgen sollte, um qualifiziert eingreifen zu können.

Es ist heute kein Problem mit einem guten PC Biosignale in Echtzeit darzustellen. Aber die qualifizierte online Analyse mit Alarmpoptionen für den Notarzt kann derzeit nur auf Parallelrechnern realisiert werden. Die ganze Kraft des Paralleldatenprocessing kann genutzt werden für:

- Systemstabilitätsanalyse
- Trainingsoptimierung
- Echtzeitsimulation
- Notfallintervention.

## Parallel-Rechner und Echtzeit Systeme

Aufgrund der online Diagnostikanforderungen müssen eine Vielzahl von Messungen, Parametererstellung und Analyse in Echtzeit realisiert werden. Das heißt, daß man die Daten im Analysesystem nicht nur sammelt und speichert, sondern die Daten über eine herzschlag-bezogene Triggerung analysiert. In den Herzschlag zu Herzschlag Intervallen laufen eine Vielzahl an physiologischen Signalen in das System ein, die in der speziellen Analysefensterzeit von  $\ll 1000$  msec analysiert werden müssen. Dauert dies länger, dann ist das System nicht mehr in der Lage, unter Belastungssituationen mit Herzfrequenzbeschleunigung neue Daten und Vitalparameter zu analysieren, eventuelle Zustandsänderungen des System zu verfolgen und die entsprechende Monitoring- bzw. Teststeuerunterstützung zu geben. Deswegen müssen für medizinische Echtzeit-diagnostiksysteme seitens der Hardware Spezialrechner eingesetzt werden, um alle online Berechnung in einer definierten Fensterzeit ausführen zu können. In 1993 waren noch kein kräftige PC in zu Verfügung um so etwas zu realisieren deswegen haben wir uns orientiert Richtung ein parallele Prozessor Rechner nämlich der Hyperflow.

Jeder Prozeß kann dabei außerdem Anwenderorientiert modelliert werden. In der Datenverarbeitungsstruktur existieren für die Verarbeitungsprozeduren entsprechende Knotenpunkte „Nodes“, die einen definierten Verarbeitungs-algorithmus und den weiteren Datentransfer über die sogenannten Channels zwischen den Nodes bestimmen. Dieses Programmstruktur wird als „Data-Flow“- Struktur bezeichnet. Diese Dataflow-Struktur charakterisiert jede Applikation und ist das Grundprinzip für eine Echtzeitrealisierung. Dabei ist die Voraussetzung gegeben, daß z.B. ein Prozessor mit einem bzw. mehreren beliebigen Nodes verknüpft werden kann (Module), um gleichzeitig einen Data-Block in Step 0, einen weiteren Block in Step 1 und nach Bedarf einen anderen in Step 2 etc. verarbeiten zu können.

Im Gegensatz dazu muß beispielsweise in einem Single-Processor-Rechner wie z. B. PC jeder Data-Block warten, bis daß der Prozessor mit dem letzten Data-Block von Step 0 bis Step n fertig ist, um verarbeitet werden zu können (Abb. 1). Diese Situation ist für komplizierte Applikationen mit Überwachungsoptionen nicht vertretbar. Nicht jeder Module (Node) benötigt wirklich immer eine 100% ige Prozessorleistung. Es ist wird dann gegebenenfalls notwendig einen andere Struktur der Datenauswertung zu einzuführen.

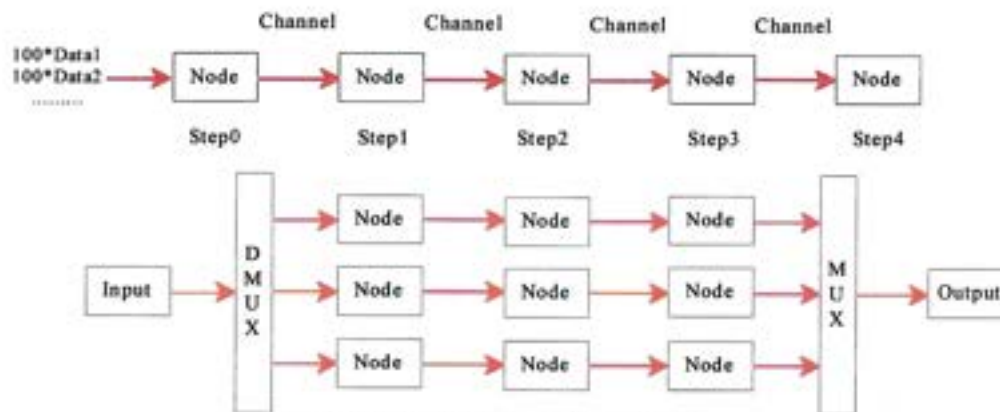


Abb. 2 Data-Flow Struktur und Parallelisierung

Alle Applikation zur Datenerfassung und Auswertung haben ursprünglich gemeinsamen Funktionen: Meßwerten einlesen, digitalisieren, auf die jeweiligen Analysechannel transferieren sowie Parameter berechnen, Ergebnisse darstellen und abspeichern. Es geht dabei während des Kreislaufmonitorings oft nicht nur um eine Meßprozedur, sondern um verschiedene Messungen ( $y_i$ ), die dann jeweils zu jeder x-ten msec bzw. bei jedem Herzschlag wiederholt werden müssen. Dabei wird zu jeder x-ten msec ein Vektor von  $y_i$  Meßwerten generiert. Diese Datenvektoren aus  $y_i$  - Werten können die jeweils gleiche Verarbeitung erfahren, indem die Analysen mit Hilfe eines Demultiplexers und eines Multiplexers parallelisiert werden. Der für die Rechenzeit interessante Effekt dabei ist, daß die Arbeit von einem ursprünglichen Node auf zwei oder mehr Prozessoren verteilt werden kann. (Abb. 1).

Jeder konventionelle Rechner arbeitet das laufende Softwareprogramm in sequentieller Form ab. Zeitkritische Rechnerfunktionen sind dadurch nur bedingt implementierbar. Bei Einsatz mehrerer Prozessoren können demgegenüber mindestens 2 oder mehr Nodes gleichzeitig verarbeitet werden.

Insgesamt versteht sich das Paralleldatenprocessing dann so, daß das Analysezeitfenster von x msec, im Zeitraum zwischen 2 ankommenden Datenblöcken liegen muß. Dabei muß jeder Prozessor einen Bruchteil dieses Zeitfenster benutzen, um die Daten zu analysieren (hellgrau - Abb.2) zu akquirieren, weiterzusenden, und sich zu verwalten (dunkel). Der verbleibende Rest an Zeit (hellgrau) kann für die eigentlichen Analysen benutzt werden, um beliebige Arbeiten zur Parameterbestimmung auszuführen. Nur wenn eine Applikation in der Data-Flow Struktur aufgebaut ist und damit auch über verschiedene Data-Flow-Pfade ablaufen kann, wird die volle Leistung eines Parallelrechners erreicht.



Abb. 3 Zeitfenster bei Einsatz von Sequentiell- und Multiprozessoren

Dabei sollte jedoch nicht einem Prozessor je ein Node oder Module zugewiesen werden, da das eine Leistungsverwundung darstellt. Wie oben beschrieben braucht nicht jeder Module unbedingt die volle Prozessorleistung. Über das Betriebssystem des Parallelrechners muß die entsprechende Verwaltung der vorhandenen Kapazitäten erfolgen. Das die benötigte Rechnungsleistung der einzelnen Module zu schätzen und entsprechend die Module an verschiedene Prozessoren zu verteilen. Der Betriebssystem (Flos) des Hyperflowsystems birgt ausreichend Kapazitäten zur Realisierung der angestrebten Datenauswertung. Damit wird für den Multiprozessoreinsatz deutlich, daß wie im Beispiel der Abb. 2 aufgezeigt viel mehr Zeit zur Verfügung steht (hellgrau), um verschiedene Verarbeitungsschritte zu realisieren und zusätzlich nach Bedarf neue Analysealgorithmen implementierung zu können.

## Das HYPERFLO - System

Der Hyperflo - Rechner ist ein Rechner mit VME-Bus. Er besteht aus Prozessor-Einschubkarten (MPU's, DSP), einem AD-Wandler-Board zur Meßdatenkonvertierung, einem Graphikboard und zusätzlichen Filter-Boards. Über ein Ethernetboard wird die Verbindung mit der Außenwelt via Netzwerk realisiert. (Abb.3).

Der AD-Wandler kann 16 Kanäle mit einer Abtastfrequenz von 500Hz pro Kanal konvertieren. Diese Frequenz reicht für die online Diagnostik von Herz-Kreislaufparametern aus, um alle Biosignale einer Formanalyse zu unterziehen und auf typische Regulationsmuster (z.B.Frequenzkomponenten) zu untersuchen.

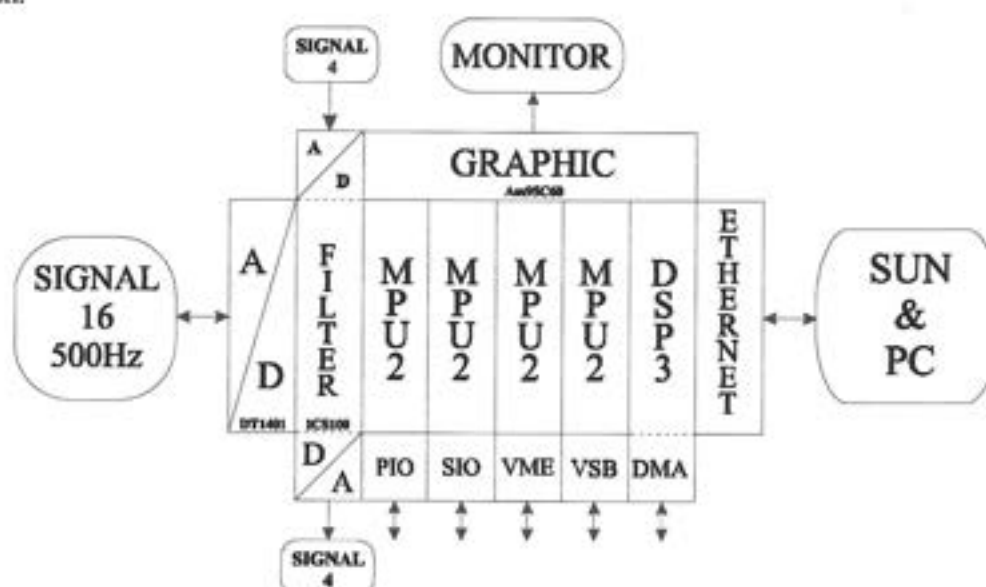


Abb. 4

Eine zusätzliche Filter-Karte ICS100 kann optional installiert werden, um bestimmte diagnostikrelevante Signale zusätzliche filtern zu können. Dies ist z.B. dann von Vorteil, wenn

Extremwerte korrekt erkannt werden müssen. Diese Karte arbeitet selbständig, d.h. einmal gestartet und programmiert kann es ohne bus-load mittels eigenem AD-Wandler und DA-Wandler in die Signalverarbeitung eingebunden werden

Der Ethernet-Board erlaubt uns eine Verbindung im lokalen Netz zu realisieren und dann die Daten und Analyseresultate zwischen Hyperflo und anderen Rechnern zu übertragen. Dies wird aktuell zur Archivierung und dem Ziel einer späteren Off-Line Analyse genutzt. Der Datentransfer ist über ein TCP-IP Protokoll organisiert. Dies erlaubt eine schnelle Speicherung von digitalisierten Roh-Daten und allen sekundär berechneten Parametern aus den Herz-Kreislaufsignalen auf einer UNIX-Plattform. In dem Flow-Chart ist konkret die Verbindung nach außen zur SUN Workstation ausgewiesen, die entweder für die Speicherung (Storeraw-, Store-Module) oder für die Steuerung der Applikation (Control-Module) genutzt wird. Dieses arbeitet als unabhängige Applikation unter einem „Fenster“ auf der SUN um die Kommunikation mit dem Hyperflo kontinuierlich abzusichern.

Der vorgestellte Rechnerkonfiguration besteht aus vier MPU-2 Boards und einem DSP-3 Board. Die MPU-2 Boards (Abb.4) haben vier 68020 Prozessoren mit Co-Prozessor 68882 getaktet mit 20 Mhz. Dies ermöglicht eine Rechnerleistung von ungefähr 16 Mips und 8 Mflops in einem VME-Anschluß.

Beim Start des HYPERFLO - Systems wird das Betriebssystem (FLOS) von einem local memory ROM auf dem GMS Memory Board geladen. Auf jedem Board wird ein Prozessor als Local-Master ausgewählt, der das Board weiter verwaltet. Auf einem Board wird ein zusätzlicher Global-Master gewählt. Dieser verwaltet alle Aktivitäten auf dem gesamten System. Der Local-Bus erlaubt ein effektiven Transfer von 16 Mbyte/s mit 32-bit Access. Der VME-Bus kann bis zu 24 Mbytes/s verarbeiten.

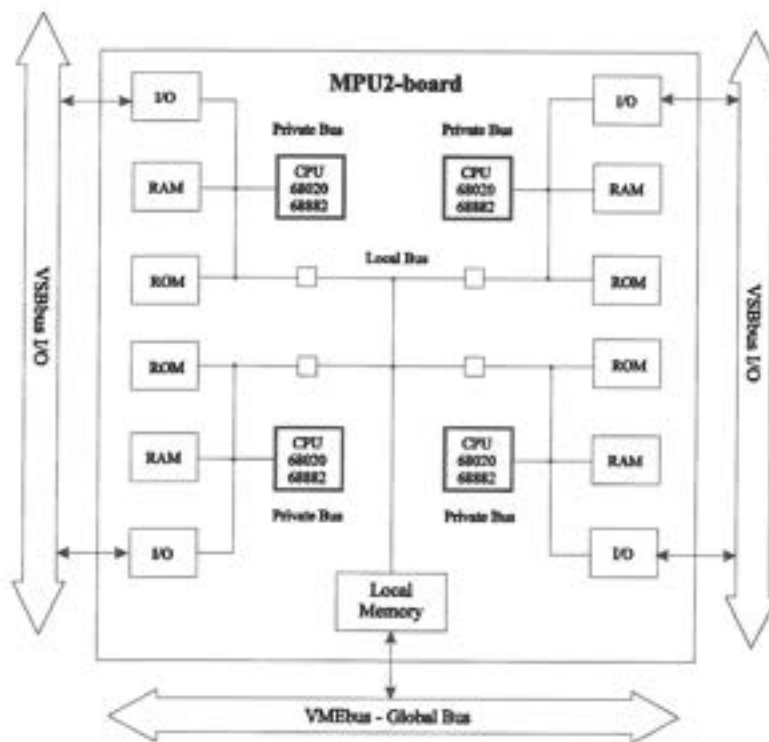


Abb. 5 MPU2 Karte

Das DSP-3 Board beinhaltet drei RISC Prozessoren 320C30, die über eine 32 Bit floating-point Arithmetik verfügen und mit 40MHz getakt sind. Dazu ist noch ein 68030 Mikroprozessor 68882 integriert, der mit 20Mhz getakt ist. Diese DSP-Prozessoren ermöglichen ein high-speed Signalprocessing. Eine Spezialbibliothek (SPOX-Library) mit Funktion folgender Art : Filter (FIR,IIR) Real oder Komplex, Vektor und Matrix Rechnungen, FFT (1 dim 1024point 2.07ms realinput oder 32x32 2-dimensional IFFT : 7.08 msec complex input), Autocorelation usw. ist verfügbar. Die zu erreichende Performance ist größer als 60 Mips und 120 Mflops. Hier wird der 68030 als Global-Master eingesetzt, so daß die drei RISC Prozessoren frei bleiben. (Abb.5).

Bei unserer in Abb. 3 vorgestellten Hyperflowkonfiguration werden mindestens 124 Mips und 152 Mflops erreicht.

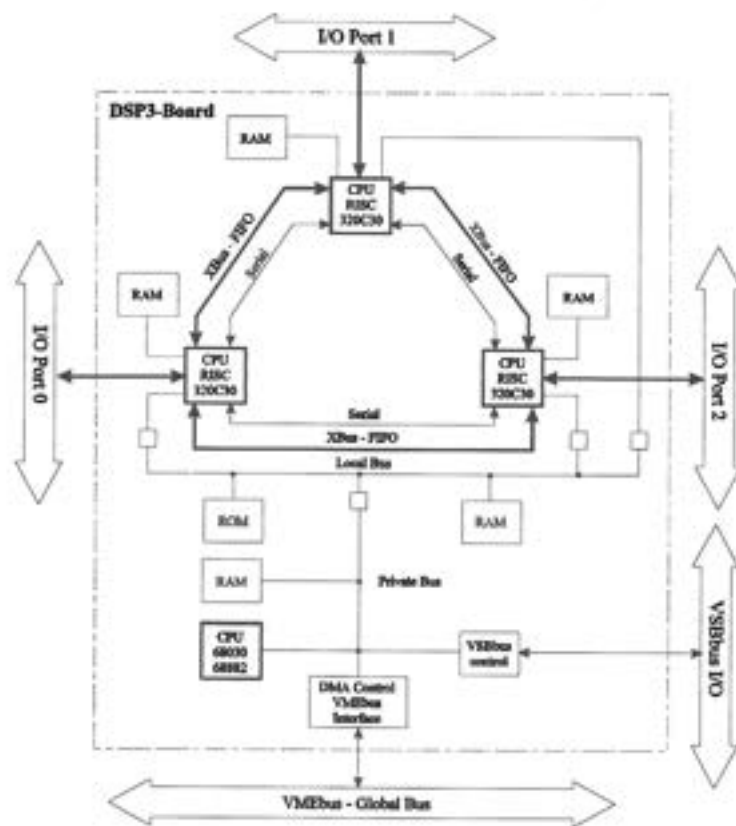


Abb. 6 DSP3 Board

## Die Implementierung

Wir werden jetzt sehen unterschiedliche Möglichkeit von Software Architektur, 2 davon sind hauptsächlich für parallel Rechner gedacht worden. Der Herzstück der Applikation ist für den im folgenden beschriebenen Fall ein QRS - Detektor Modul für die R-Zackenerkennung aus dem EKG-Signal. Die R-Zacke dient als Trigger-Signal für die weitere Daten- und Signalverarbeitungsprozeduren. Wir analysieren jetzt zu erst die unterschiedliche Struktur und werden danach in Detail auf jede Block zurückkommen.

### Flowchart

#### T8-9

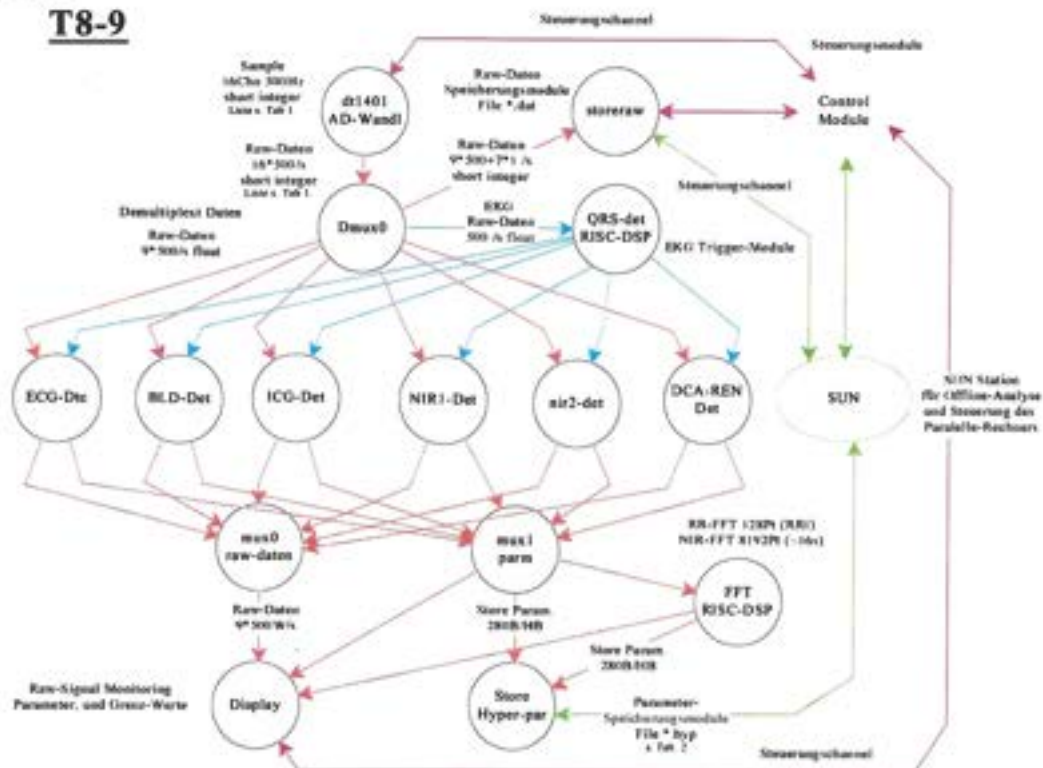


Abb. 7 Parallele Struktur 1



Hier ist die Parallelisierung nicht mehr so eindeutig außer daß jede Module eventuell ein unterschiedliche Prozessor bekommt. Das ist eigentlich auch ein erste schritt von Vergleich mit ein Sequentiell Rechner wie z.B. ein PC. Der erste Module wird wieder benützt wenn der letzte unten fertig ist. Abb. 8. Es ist klar die Zeit Fenster die zu Verfügung steht nicht großer ist für die gesamt Applikation für Abb.6 bis 8 nun Die Struktur 8 braucht ein sehr schnell Prozessor und die 6. Kann sich langsam Prozessor leisten auf Grund der Parallelisierung.

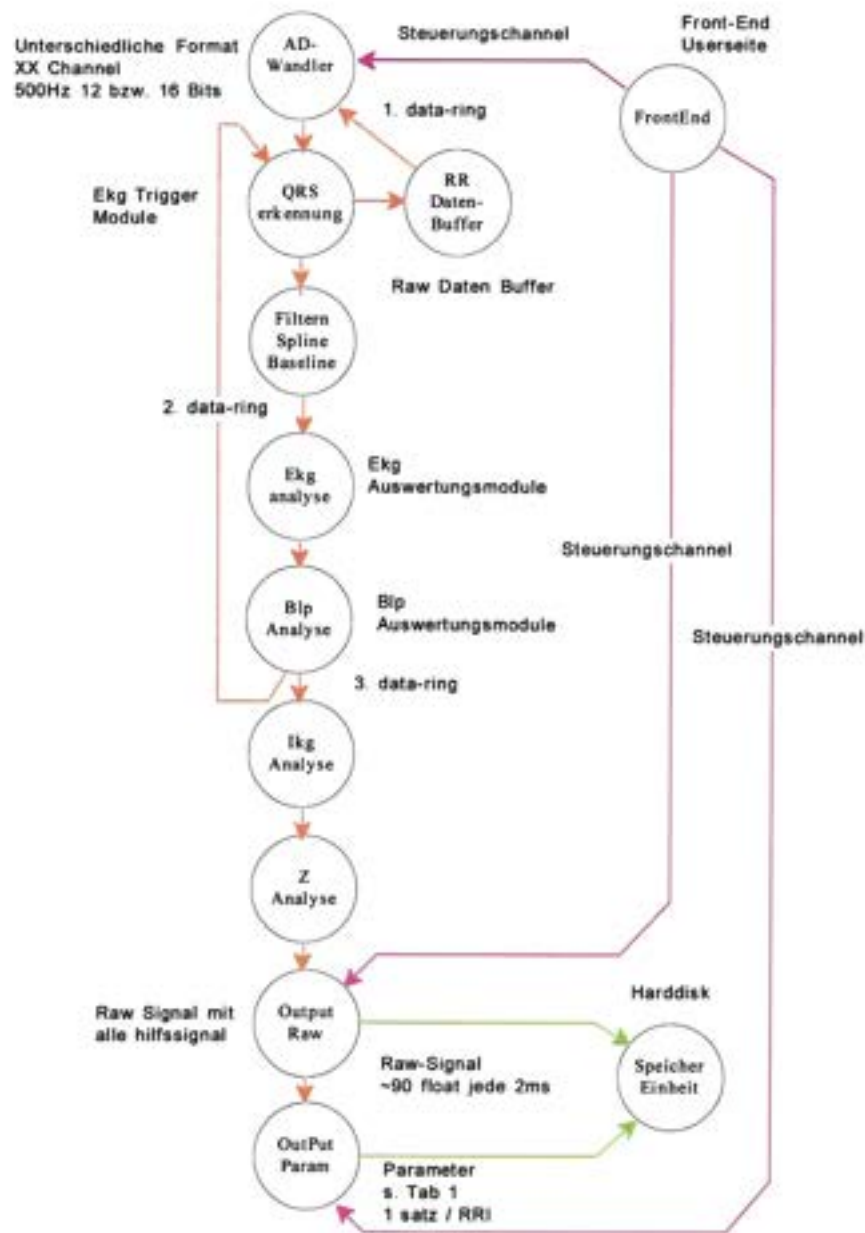


Abb.9

Diese Sequentiell Struktur läuft wie folgend: zuerst werden die allgemeine Auswertungsvariable von den Front-End geladen, dann kann das System endlos arbeiten. Die Rohdaten werden abgeholt und schleifen in erste Dataring bis wann ein R-Zacke gefunden ist, dann vorgearbeitet mit Filtern Spline usw... und ein Direkt EKG bzw. BLP Auswertung ist realisiert. Auf Grund der Auswertungsmethode für IKG Z und NIR können nicht diese Signal direkt ausgewertet werden (s. §...). sondern später ,d.h. roh und Parameter Daten schleifen ein oder 2R-Tacken weiter dann wird den 3. Dataring benützt mit Ikg Z und NIR Auswertung Speicherung von raw und Parameter Daten. Dann kann eine neue Auswertungsmethode. Zu Bemerkten in den 2. Dataring koexistieren 3 Parametersatz für 3 RRI Abstand. (s. §...). Es ist jetzt auch eindeutig daß der Prozessor ein viel schnellere Prozessor als in Struktur 6 sein muß.

Jetzt werden wir diese Applikation in Detail zu analysieren.

## Allgemeine Auswertungsalgorithmestruktur.

Wie es zu sehen ist, ist der die Abb. 9 pro Signal organisiert. Schnell kann man merken (s. rosa Linie), daß ein Triggersignal an allen Teil geliefert ist. Es ist dann klar, daß die Qualität der Auswertung wird abhängig der Qualität der R-Zacke Erkennung sein. Nach einer allgemeinen Beschreibung werden wir in Detail alle Auswertungsteile Detail analysieren.

## Signal analysis chart

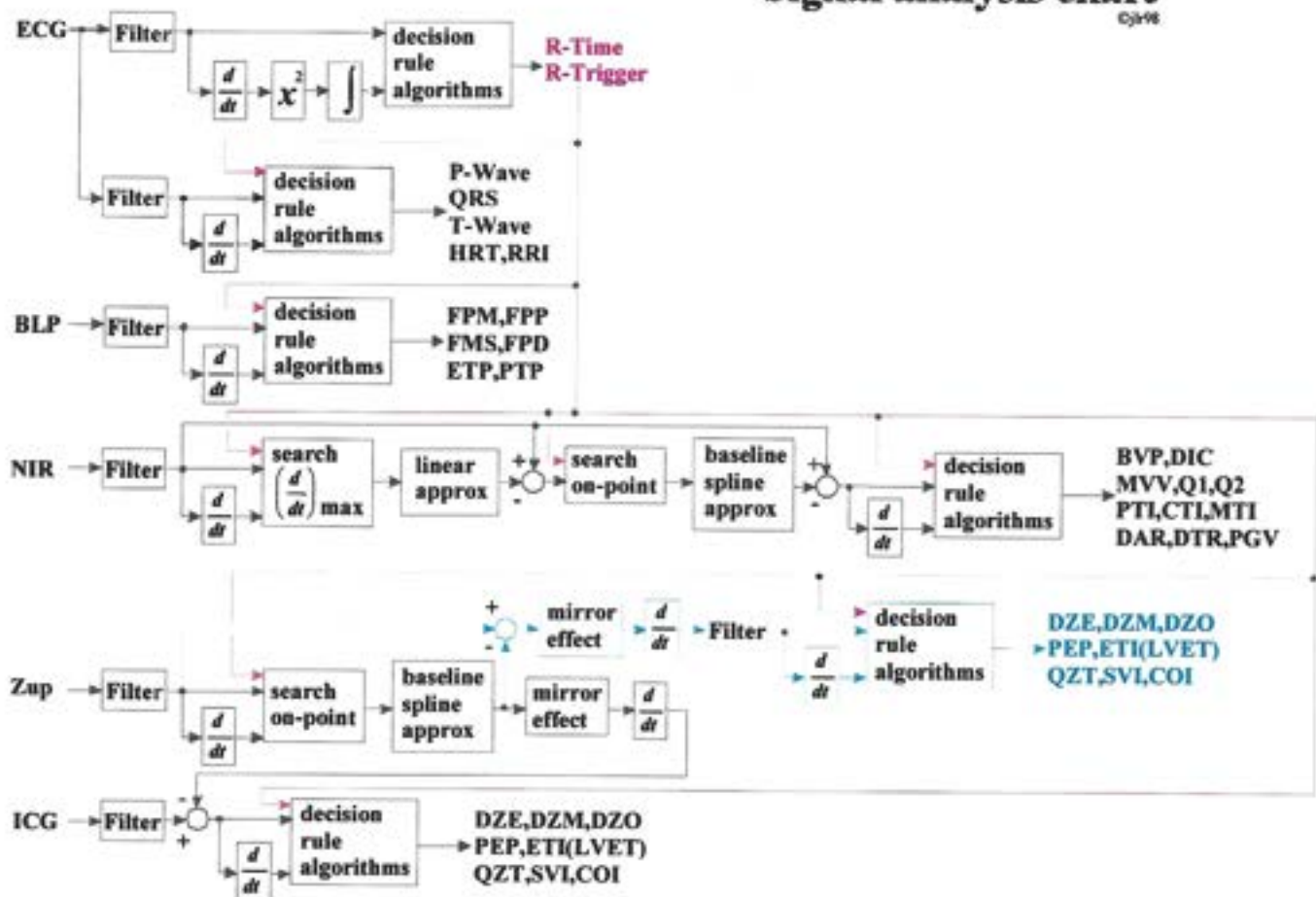


Abb. 10

Ein paar Grundstruktur sind schon zu erkennen wie in Abb. 11

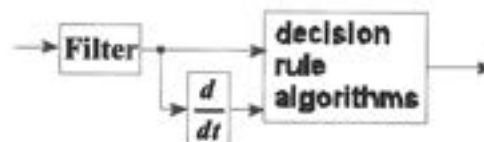


Abb. 11

Mit Hilfe von Beide Information nämlich den gefilterte Signal und seine Ableitung kann man fast immer alle Parameter des Signals zurückfinden. Was hier nicht gesagt ist, ist über der Inhalt der „decision rule Algorithmus“ der hier als allgemein begriff auftaucht und natürlich für jede Signal unterschiedlich ist. Da drin sind z.B. Ausreißereinigung, Überprüfung von Grenzwerte... Analyse des Signals oder er eventuell nicht mutiert ist usw. ...Alle diese zwischen Information befindet sich in dem roh File so kann man nachträglich kontrollieren ob ja oder nein diese rule gut gelaufen ist.

### Filter

Alle Filterblock diese Struktur sind gleich außer die Frequenzgrenzwerte natürlich. Es gibt 2 arten von Filter die sequentiell u(FIR) und Rekursive (IIR). Die Filter des Typs FIR (Abb.12) im Vergleich mit IIR Rekursiv-Filtern (Abb. 13) benötigen eine viel höhere Ordnung, um dieselbe Qualität zu erreichen.

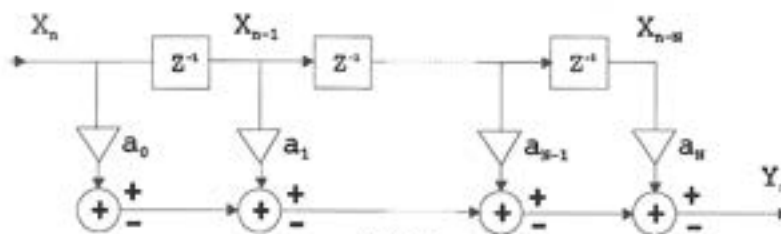


Abb. 12

Es würde sehr interessant sein, die nahezu vollständige Artefaktfreiheit von alle Signale zu sichern. Damit sind die Methoden auch für den ambulanten Einsatz brauchbar. Deswegen sollten mit einem guten schnellen Filter alle Eingangsdaten auf einen DSP-Processor vorverarbeitet werden. Deswegen wird ein IIR Entwurf erarbeitet, der die Berechnungen erleichtern hilft und die Signalqualität erhöht. Bisher werden FIR Filter oft benutzt, weil sie einfach zu entwickeln sind und immer stabil und linear arbeiten. Im Gegensatz dazu sind die besseren IIR Filter bei oberflächlichem Entwurf instabil und nicht linear.

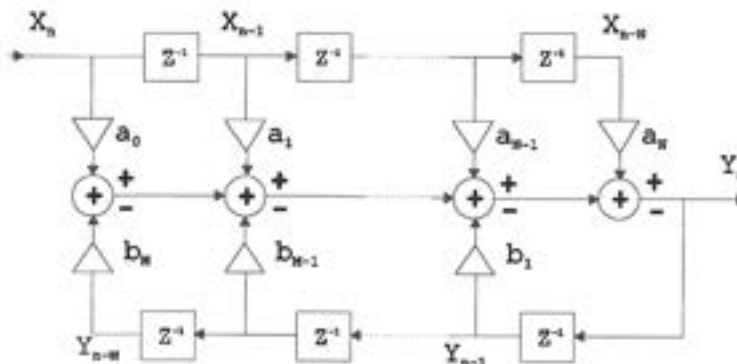


Abb. 13 IIR-Filter

Der jetzige in Einsatz FIR Filter ist wie folgend berechnet (Roy et al. 1987):

$$Y(t) = \sum_{i=0}^{N-1} h(i)X(t-i) \quad \text{wobei} \quad (1)$$

Y gefilterter Wert  
 X ungefilterter Wert  
 N Anzahl der Taps (Filterbreite)  
 h(i) Filterfunktion  
 T Zeitindex

Die Filterfunktion  $h_L(n)$  für ein Low-Pass Filter berechnet sich nach der Formel:

$$h_L(i) = W(i) \frac{\sin\left(2\pi f_p \left(i - \frac{N-1}{2}\right)\right)}{2\pi f_p \left(i - \frac{N-1}{2}\right)} \quad \text{wobei} \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (2)$$

$f_p$  normalisierte Grenzfrequenz  
 W(n) Fensterfunktion

Die Fensterfunktion berechnet sich je nach Typ des angewendeten Fensters wie Folgend:

Rechteck	-13dB	$W(i) = 1$
Hanning	-31dB	$W(i) = \frac{1}{2 \left[ 1 - \cos\left(\frac{2\pi i}{N-1}\right) \right]}$
Hamming	-41dB	$W(i) = 0,54 - 0,46 \cos\left(\frac{2\pi i}{N-1}\right)$
Blackman	-57dB	$W(i) = 0,42 - 0,5 \cos\left(\frac{2\pi i}{N-1}\right) + 0,08 \cos\left(\frac{4\pi i}{N-1}\right)$

Für ein Band-Pass Filter erhält man die Koeffizienten für die Filterfunktion nach folgender Formel:

$$h_B(i) = h_L(i) \cos\left(2\pi f_0 \left(i - \frac{N-1}{2}\right)\right) \quad \text{wobei} \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (6)$$

$f_0$  normalisierte Mittelfrequenz

Ein Überprüfung des Impulsantwort, des Frequenzgang (Amplitude/Phase und Real/Imaginäre) ist realisiert worden

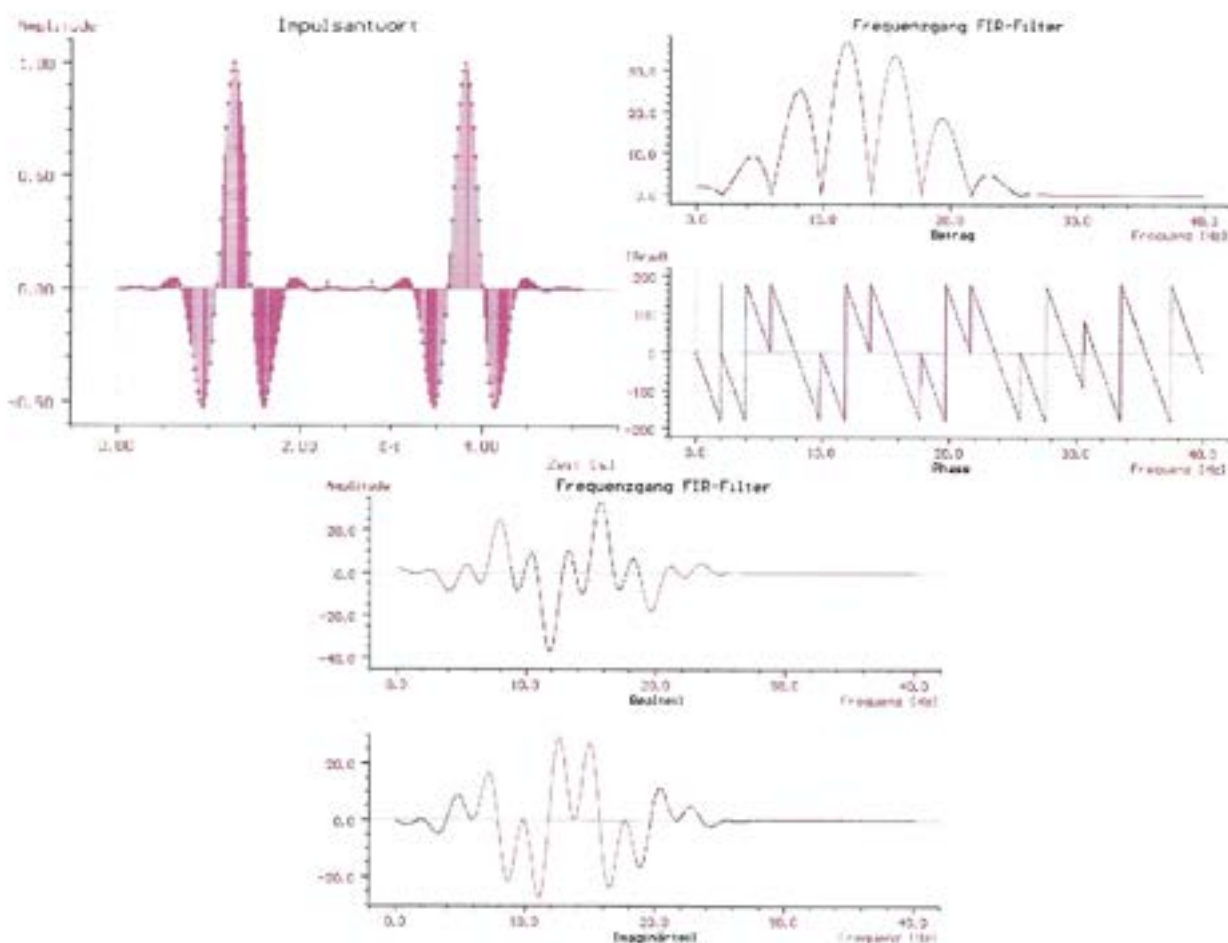
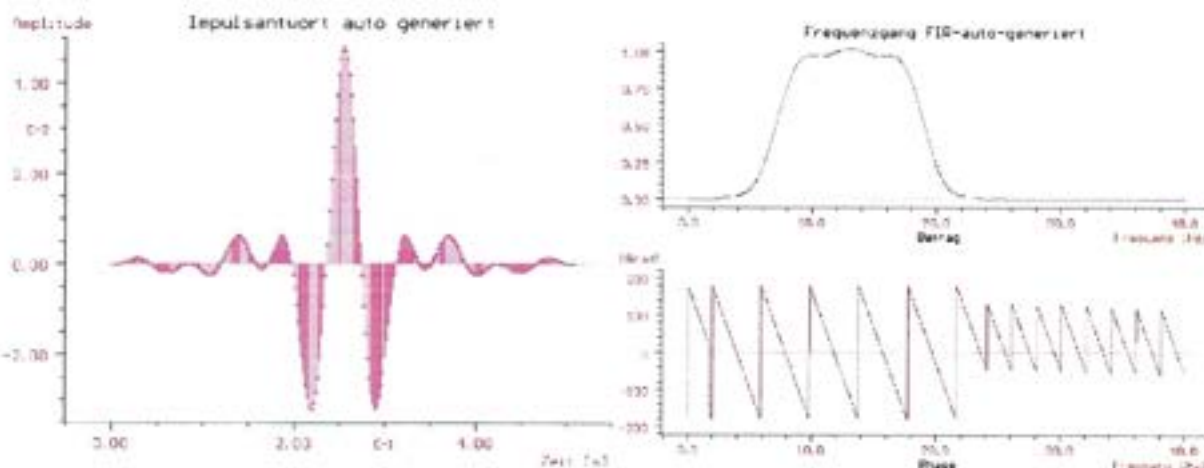


Abb. 14 Aktuelle FIR-Filter

Ein Ersatz FIR Filter (Koeffiziententabelle s. Anlage 2) mit Ordnung  $N=128$  könnte ein besseres Resultat liefern nämlich wie folgend:



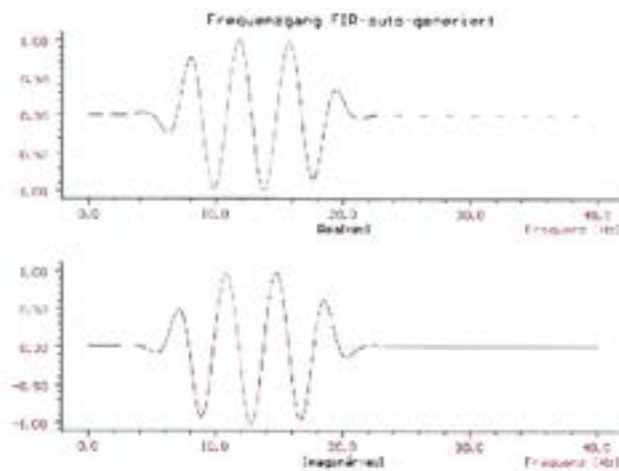


Abb. 15 Neu FIR-Filter

Ein großer Unterschied ist zu merken mit dem erste nämlich die Dämpfung in Richtung kleinere Frequenz. Dieses viel versprechende Resultat kann noch kräftig verbessert, wenn wir eine IIR Filter in Einsatz nehmen würden. Hier unten befindet sich auch die 3 Abbildung für ein Bandpass-Filter aber von Ordnung N=5 NUR statt N=128 für die FIR Filter.

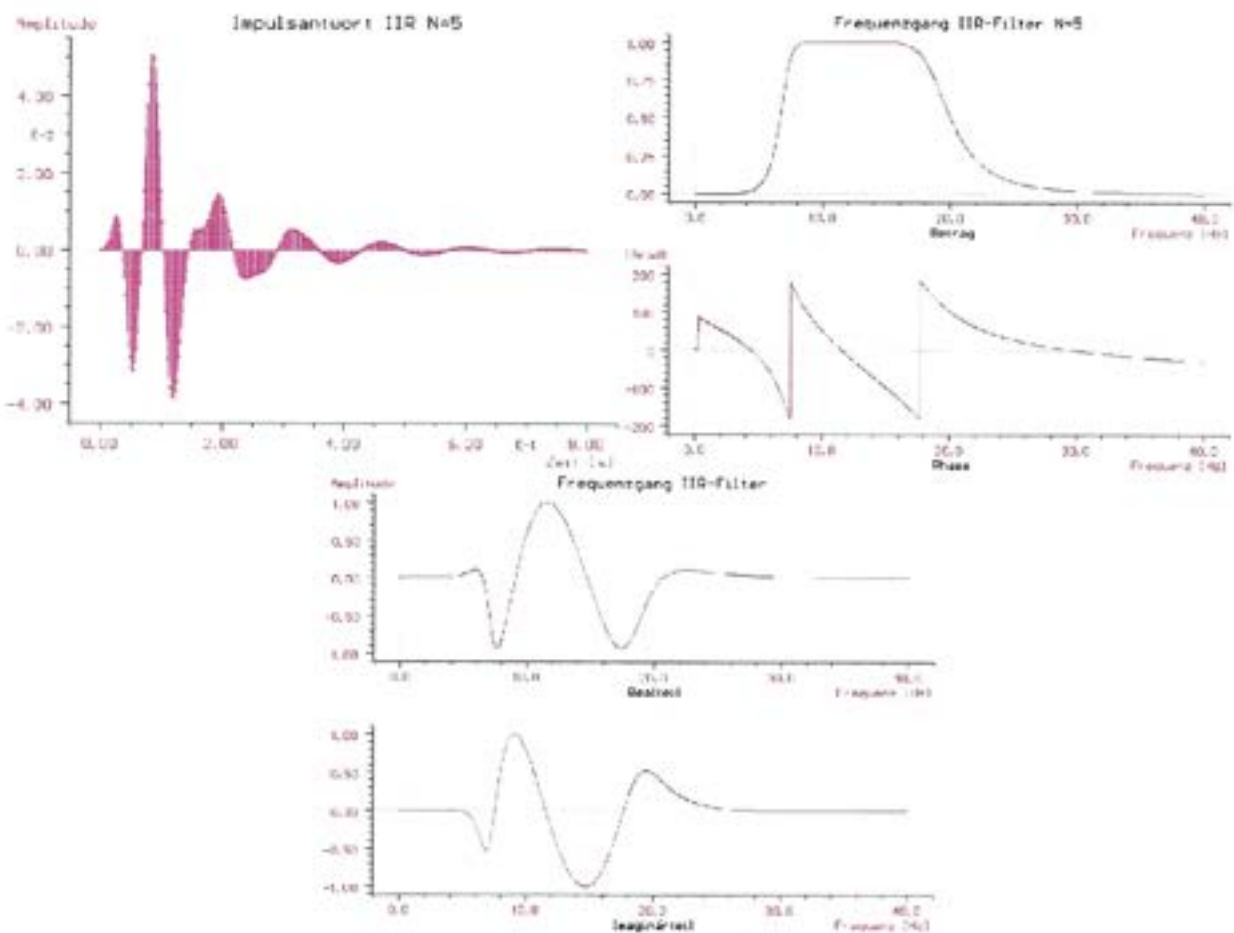


Abb. 16 IIR-Filter

### Differenzierung

Die digitale Differenzierung können mit unterschiedlichen Methoden berechnet werde entweder mit Hilfe von einem klassisch differentialen Quotient berechnet , mit einem Ausgleichpolynomequotient oder mit einem „derivative Filter“. Für jede muß man auch beachten nach der Länge des Fensters, wenn zu lang wird die Dynamik des Signals verloren gehen. Die Berechnung von der Formel befindet sich ausführlich in Detail in Anlage.

Die erste Ableitung  $\left(\frac{d}{dt}\right)$  eines Signals wird wie folgend berechnet:

$$\bar{y}'_n = b = \frac{y_{n-2} - 8y_{n-1} + 8y_{n+1} - y_{n+2}}{12h}$$

$$\bar{y}''_n = 2c = \frac{2y_{n-2} - y_{n-1} - 2y_n - y_{n+1} + 2y_{n+2}}{7h}$$

Diese Berechnung sind auf 5 Pkt. realisiert, d.h. wir müssen immer 2 Pkt. der Zukunft kennen.

### *Decision Rule Algorithmus*

Diese Block ist eigentlich gleich für jede Signal. Es ist wie ein Blackbox dessen Funktion ein *Decision Rule* hat. Wie das realisiert ist, ist von Block zu Block unterschiedlich auf Grund, daß jede Signal unterschiedlich Charakteristik hat. Meistens werde hier die Properties von Ableitung und gefilterte Signal ausgenützt um der besondere Punkt jeder Signal herauszubekommen. Diese Punkte werden auf dem gebiert der Wertegültigkeit überprüft. Von hier werden dann alle erste Ebene Parameter berechnet d.h. alle Parameter die von diese Punkte sofort extrahierbar dann werden die sekundären Parameter ausgerechnet von diese erste Ebene. Klar ist, wenn die Erkennung nicht gut ist wird die Parameterqualität niedrig deswegen die Notwendigkeit diese Erkennung sorgfältig zu machen. Wir werden weiter für jeden Signaltyp die Auswertungsstrukture analysieren. Zuerst werden wir mit die R-Zacken Erkennung wichtig weil als Trigger für die ganz Auswertung benützt ist. (Abb.10 rosa Linie)

## **ECG R-Zacken Erkennung**

Ausgangspunkt einer herzs Schlagbezogenen Vitalparameteranalyse ist die R-Zacken Erkennung aus dem QRS Komplex des EKG. Die QRS-Erkennung beruht auf einem komplexen Algorithmus. Dieser berücksichtigt mehrere Faktoren, um die durch Bewegungs- bzw. Meßartefakte erschwerte Erkennung in Echtzeit zu realisieren:

- physiologische Variabilität der QRS Komplexes
- Artefakte, die durch Elektroden-Bewegungen (Spike-Artefakte) erzeugen sind
- Muskelartefakte
- Netzline Interferenz (50Hz)
- Bewegung der DC-Komponente
- T-Wellen mit Hochfrequenzkomponenten vergleichbar mit dem QRS-Komplexes.

Die R-Zacken Erkennungssoftware hat 2 Funktion. Zuerst werden die Grundsignale generiert (Abb.17) d.h.

- linear digital Filterung (Band-Pass Filter),
- Differenzierung
- nicht-linear Transformation (Quadratierung der Signalamplitude)
- „moving window integrator“ (Energy)

Dann wird ein „decision rule algorithm“ in Einsatz kommen um mit Hilfe von gefilterte ECG Signal und der Energie Signal ein Fehler frei R-Zacken Erkennung zu realisieren. Weil Gesund und kranken Patient gezielt sind muß diese Software fähig sein zu lernen, die Grund werte des Patients um die Erkennung erfolgreich zu realisieren.

Die Länge der Moving windowintegrator ist wichtig. Wenn die Fenster zu breite ist werden QRS und T komplex zusammen gefaßt und die genau Erkennung von R-Zacke schwierig machen. Wenn diese Fenster zu klein ist werden für manchen QRS komplex sehr viel Störung in der Integrationsignal erzeugt sein. Empiric wird diese Windows etwas 150ms breit d.h. bei 500Hz Abtastfrequenz etwas 75 samples breit.

### *Beschreibung des „decision rule algorithm“:*

Das R-Zacken Erkennungsalgorithm besteht aus verschiedene Lernphase und kontinuierliche Erkennung. Die Lernphase 1 braucht ( $MOVEWINDOWLEN+2+FILTERLEN/2$ ) punkte um Filter und Fenster zu initialisieren d.h.  $MOVEWINDOWLEN=75$ Pkts  $FILTERLEN=256$  Pkt. d.h. 205Pkts etwas 410ms wenn  $1Pkt=2ms$  nämlich 500Hz Abtastfrequenz.

Während Der 2te Lernphase werden die Schwelle sich einstellen, so daß die Aussage ( $SignalPKEnergy/2 \leq NoisePKEnergy$ ) gelte. Die 3te Phase braucht 2 gültig R-Zacken um die RR-Abstand Limit initialisiert sei.

Wir benötigen 2 Schwelle Gruppe ein von ECG Signal selber (gefilterte ECG) und ein von der Energy-Signal (von Moving window integration). Die Algorithmen benützt ein dual-Threshold Technik

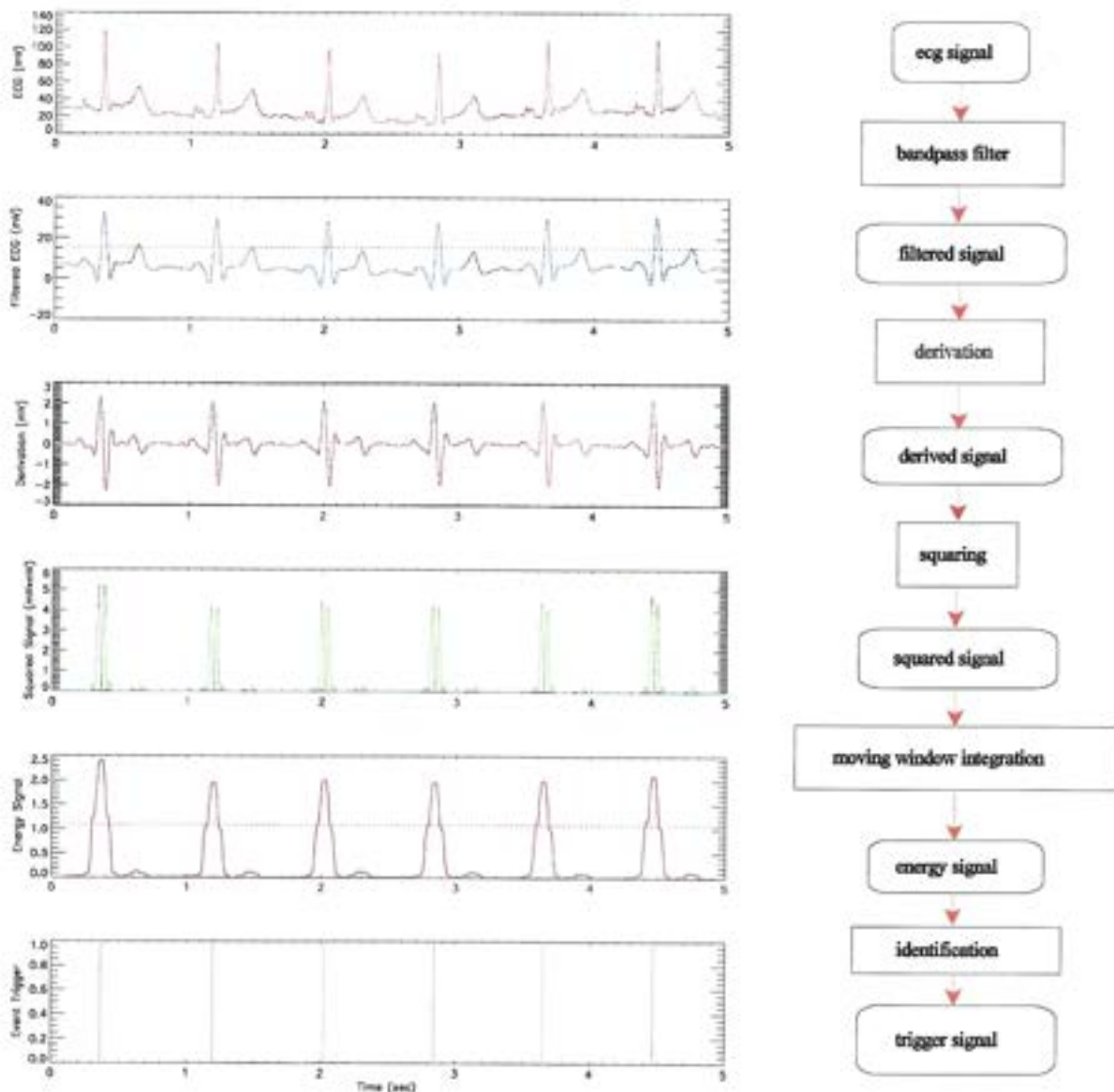


Abb.17 EKG Erkennung

Um verpasse HBeat zu finden. Jede ThresholdSet enthält 2 Schwellestufe ein Signallevel und ein Rauch Stufe. Die werden ständig aktualisiert an der Signal Charakteristik. Und so berechnet :

$$\text{SignalPk} = 0,125 * \text{NeuSignalPeak} + 0,875 * \text{SignalPk}$$

$$\text{SignalPk} = 0,25 * \text{NeuSignalPeak} + 0,75 * \text{SignalPk}$$

$$\text{NoisePk} = 0,125 * \text{NeuNoisePeak} + 0,875 * \text{NoisePk}$$

$$\text{Threshold1} = \text{NoisePk} + 0,25 * (\text{SignalPk} - \text{NoisePk})$$

$$\text{Threshold2} = 0,5 * \text{Threshold1}$$

Ein Peak ist ein lokales Maximum bekommen beim Suchen nach Änderung von Signalrichtung in ein predefinierte Zeitintervall. Signal Peak ist der maximal Werte über dieses Intervall, NoisePeak ist ein irgendwelche andere Maximum (kann auch von rauschen kommen), der nicht als absolutes Maximum notiert ist. Wenn ein neues Maximum gefunden ist, muß er zu erst als Signal oder noise Peak klassifiziert werden. Um ein Signal Peak erkannt zu sein, muß er größer als Threshold1 oder Thershold2 sein, wenn kein Maximum über thershold1 gefunden war. Wenn Threshold2 benützt ist wird nicht mehr die *SignalPk* mit (0.125,0.875) Satz sondern (0.25, 0.75). Für nicht konstant Heartrate werde die *Thershold1* durch 2 dividiert um die Erkennungssensibilität zu verbessern.

Zwei unterschiedliche RR Mittelwerte sind benützt :

- Mittelwerte von letzte 8 RR Intervall

- Mittelwerte von letzte 8RR' Intervall in Bereich 92-116% von dem aktuellen Mittelwerte RRI

$$RRAverage1 = 0,125 * (RR_{n-7} + RR_{n-6} + \dots + RR_n)$$

$$RRAverage2 = 0,125 * (RR'_{n-7} + RR'_{n-6} + \dots + RR'_n)$$

$$RRLowLimit = 92\%RRAverage2$$

$$RRHighLimit = 116\%RRAverage2$$

$$RRMissedLimit = 166\%RRAverage2$$

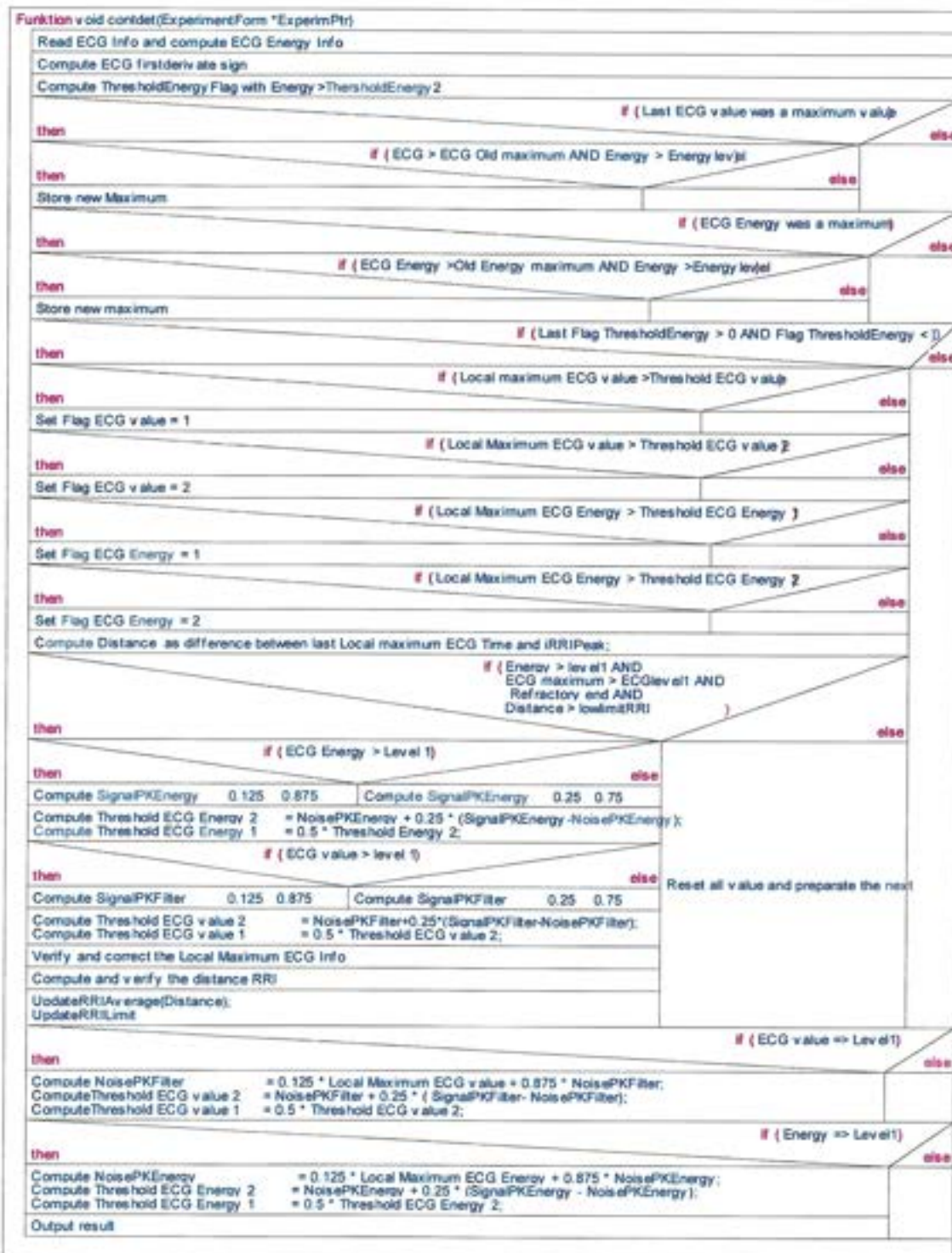


Abb.18 R-Zacken Organigramm

Wenn alle 8 *RR* von *RRAverage1* zwischen *RRLowLimit* und *RRHighLimit* sind wird gesagt, daß der Puls reguliertes ist und ist genannt Sinus Rhythmus. In der andere Fall werden Beide Average unterschiedlich: Bei unreguliertem Puls wird *RRAverage2* benütz um die Erkennungssensibilität zu erhöhen.

## ECG, BLP, IMP, ICG, NIR Auswertung

Die Auswertungsstruktur von allen diesen Signalen ist in Abb 10 zu sehen. Hier werden wir ein bisschen mehr in Detail gehen wie das realisiert ist und beschreiben welche Schwierigkeit enthalten jede diesen Signalen.

Zuerst befindet sich in Abb.19, die drei erste Signal **ECG, BLP, ICG** als Beispiel. Es ist schon zu merken die unterschied zwischen jede Signale. 2 Signale sind relativ eindeutig ECG und Blutdruck. Beim Blutdruck kann eventuell 2 kleine welle an der Off-Punkte erscheinen am sonst ist diese Signal noch relativ einfach aufzuwerten s. Abb.10, dort kann man merken daß die BLP-Zweig des Auswertungsstruktur relativ einfach ist in Gegenteil von NIR oder ICG. ICG ist in Gegenteil schwierig, diese Signal ist eigentlich die erste Ableitung eines Impedanz-Signal, der beim jeder Körperbewegung eine kräftige Baseline Änderung verursache und natürlich eine kräftige Änderung auf die erste Ableitung ICG. Bei jeder Signal sind 3 Hauptpunkte zu finden On, Max, Off dann können ein paar zusätzliche noch gesucht werden. An alle werden Zeit und Amplitude gespeichert für Nachverarbeitung. Der NIR (nahe Infrarot) Signal (Abb. ) besitzt auch eine kräftige Baseline Amplitude Änderung die kommt entweder von einer Druck Änderung der Sensor auch dem Haut oder weil die Flüssigkeitverteilung des Körpers sich kräftig geändert hat. Auf diese Baseline die zwischen  $-5$  bis  $+5V$  sich bewegt befindet sich ein Signal von ein paar  $10mV$ , daher die Notwendigkeit die Baseline zu extrahieren um die Auswertung genauer zu erlauben (s. weiter für Detail).

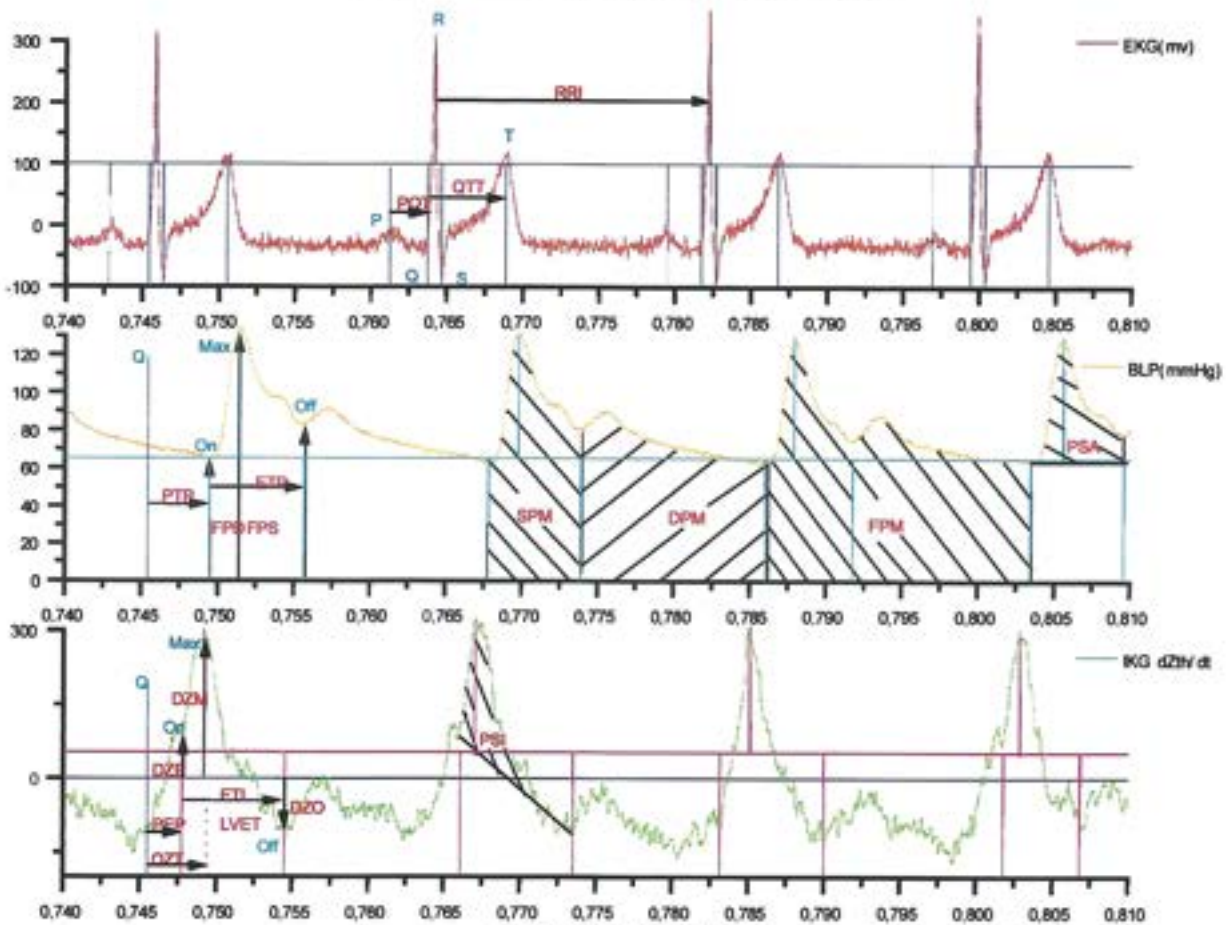


Abb.19 ECG, BLP, ICG Signal

### EKG Auswertung

Wie schon gesehen sind an dieser Etappe 2 Element bekannt nämlich die beide **R**-Zacken und natürlich diese **RR**-Abstand. Wie auf dem Abb.20 zu sehen ist können wir mit Hilfe von Filter und unterschiedliche Grenzfrequenz Eistellung unterschiedliche Charakteristik des Signals verstärken oder dämpfen. Um **Q** und **S** sicher erkennen zu können verstärken wir diesen Wendeeffekt mit Hilfe eines BP-Filters und bekommen wir **ECGFilt(1)** Signal (rosa) wo eindeutig zusehen ist, daß die **Q** und **S** wellen verstärkt sind. Gleichzeitig kann so die erste Ableitung auch eindeutig sein. **Q** und **S** punkte sind

dann als erste Nullstellen nach links oder nach rechts von der erste Ableitung des EKG Signal um Diese **R-Zacke** Position. Eindeutigkeit wird mit ein steigende 1. Ableitung ( - > +) bewiesen.

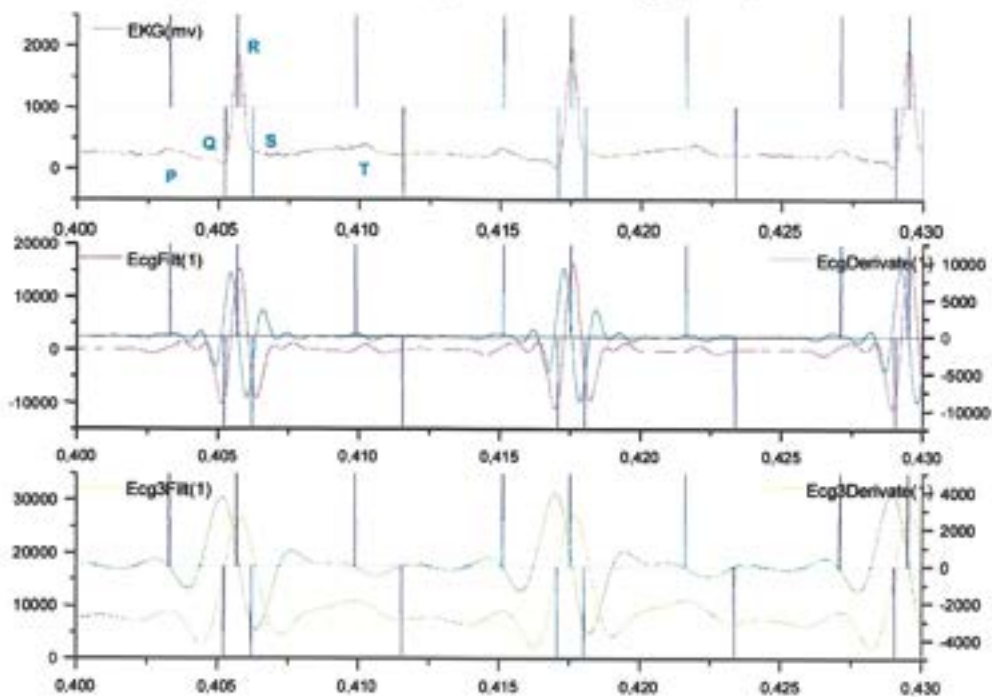


Abb.20 ECGAuswertung

Die **P** und **T**-Wellen werden mit dem gleiche Methode bekommen nämlich ein anderer Filter eine andere Einstellung damit bekommen wir **ECG3Filt(1)**. Dieses modifizierte Signal liefert eindeutiger als **ECGFilt(1)** die Position von beiden Wellen. Und gleichzeitig die erste Ableitung. Mit **P,Q,R,S,T** definiert ist einfach dann alle Zeitabstände zu berechnen

RRI	R-Zacke zu R-Zacke Abstand [ms]
Hrt	Herzfrequenz [Beat/min]
QTTime	Q - T Abstand [ms]
PQTime	P - Q Abstand [ms]
QSTime	Q - S Abstand [ms]
QRTime	Q - R Abstand [ms]
PAmplitude	P-Zacke Amplitude [mV]
QAmplitude	Q-Zacke Amplitude [mV]
Ramplitude	R-Zacke Amplitude [mV]
SAmplitude	S-Zacke Amplitude [mV]
TAmplitude	T-Zacke Amplitude [mV]

Tab.1 ECG-Parameter

### BLD Auswertung

Die Auswertung von dem Blutdruck Signal von ein Fingerpress\_portapress ist eigentlich noch relativ einfach. Das Blutdrucksignal bleibt relativ sehr gut in Qualität. Ein paar Problem an der Auswertung tauchen von Erfahrung auf, die sind eigentlich meistens eine Folge von schlechte Manchettenlegung oder zulange gewartet haben um vom Finger umzuschalten:

- 2. Off-Welle
- Meßfehler durch wenig Fingerdurchblutung (blauen Finger)
- Calibrierung des Gerätes

Das Auswertungsprinzip läuft wie folgend, er ist auch für andere Signal einsetzt bar als Grundmethode:

Es wird zuerst nach dem **Max** dann wird rückgängig die erste Nullstellen von erster Ableitung gesucht mit Vorzeichen Änderung von - > + um zu sichern, daß das ein echtes Minimum ist. **Off** Punkte wird auch mit nächste erste Nullstelle gefunden. Es wird nach eine 2. Nullstellen gesucht in ein bestimmte Zeitfenster und entscheidet ob 1 oder 2 Nullstellen gab, und wenn 2 dann welche gültig ist (Lösung erste Störung 2 **Off**-Wellen).

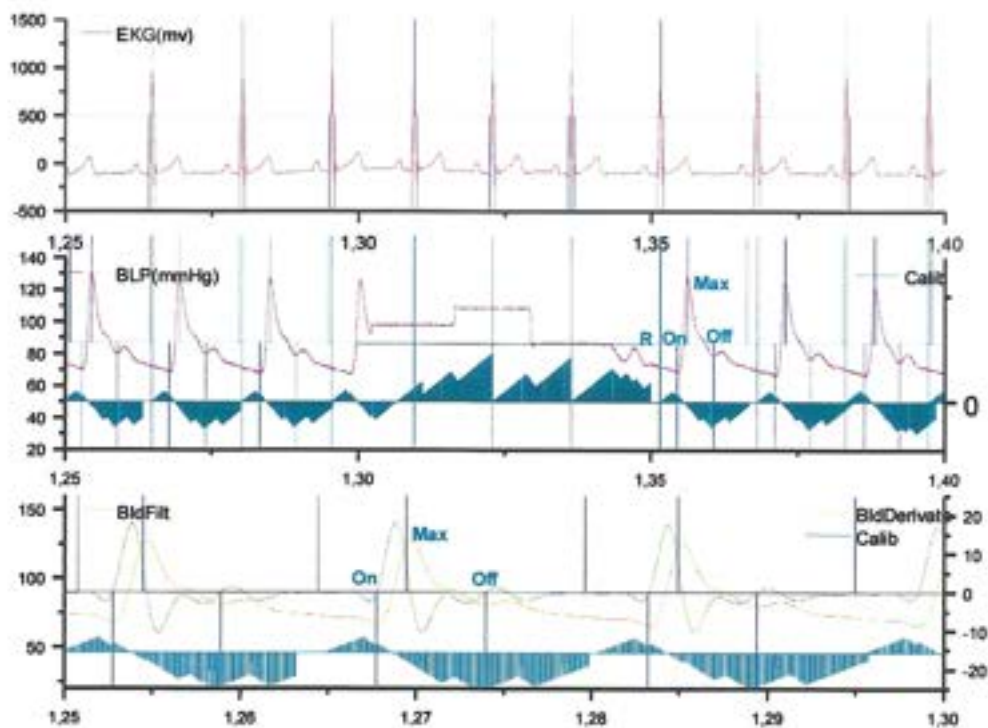


Abb.20 BLD Auswertung

Problem von Kalibrierung ist folgen: wenn wir die kalibrierungsphase nicht erkennen können werden falsche Werte berechnet und werden diese Werte den echten Mittelwerte von BLP verfälschen soweit daß echte spätere Werte eventuell nicht mehr in dem „mittlere Gültigkeitsbereich „ erkannt werden. Wir versuchen dann diese Kalibrierungsphase zu erkennen und wir übertragen einfach weiter die letzte gültige BLP-Werte ,solange die Kalibrierungsl läuft.

Die Kalibrierungserkennung ist einfach. Es wird mit Hilfe eines Zählers (Abb. 20) gekuckt wie das Signal über ein RRI-Intervall sich ändert. Wenn ein Kalibrierung stattfindet bleibt das Signal relativ konstant, wenn kein Kalibrierung stattfindet besitzt das BLP-Signal eine Steigung + oder - .

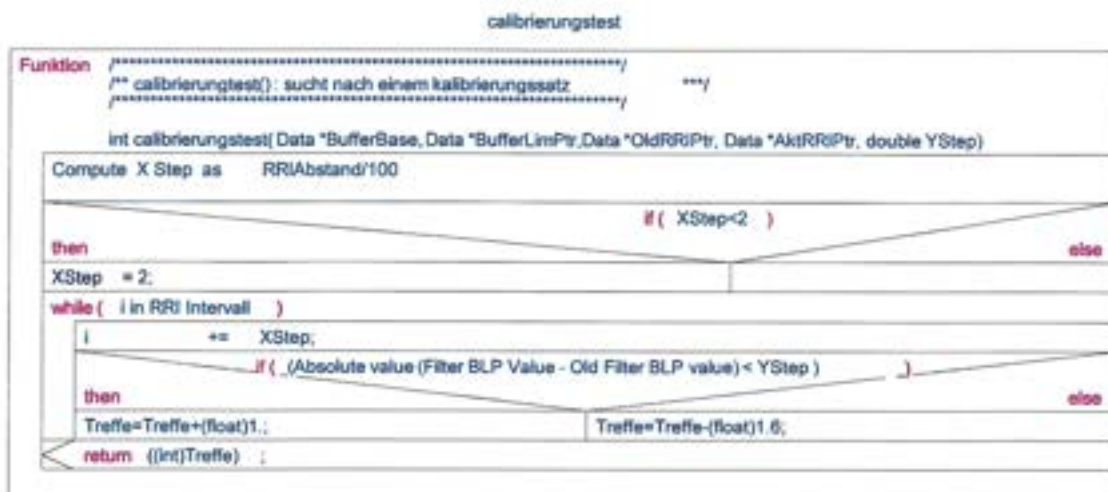


Abb.21BLD Auswertung

Es wird ein Zähler vorbereitet. In Abstand minimal von 2 Pkt., optimal in Abstand von  $RRIAbstand/100$  werden die Steigung zwischen letzte Werte und neue werte vergleicht, wenn die unterschied größer als der Ystep (calib-step) dann wird an der Zähler -1,6 subtrahiert d.h. mehr ändert sich das Signal negativer wird den Zähler. Wenn die unterschied weniger beträgt wird 1 addiert. Ystep ist durch eine Lernphase bestimmt worden.

$$Blp.CalAmplitude = Blp.CalAmplitude * 0.75 + (FilterMax - FilterMin) * 0.25$$

**Blp.CalAmplitude** wird ständig aktualisiert mit Hilfe von der Amplitude des Signals Ystep ist dann als **Blp.CalAmplitude/100** definiert. Wie in Abb.21 mittlere Diagramm gezeigt, ist der Zähler zu null zurückgesetzt beim neu R-Zacken und wird am Ende der RRI-Abstand analysiert. Ein positiver Zähler bedeutet, daß es um eine Kalibrierungsphase sich behandelt, ein negativer Werte signalisiert einfach daß es um normale BLP Signal. Diese Methode ist schon über sehr viel File benützt worden und liefert sehr gute Resultat.

Mit Hilfe von **On,Max, Off, R** wird eine reihe von Parameter berechnet (Abb19 und Tab.2) :

FPS	Finger Pressure Systolich <b>berechnet</b> auf Portapress raw daten des PTP-Module [mmHg]
FPM	Finger Pressure Mean <b>berechnet</b> auf Portapress raw daten des PTP-Module [mmHg]
FPD	Finger Pressure Diastolich <b>berechnet</b> auf Portapress raw daten des PTP-Module [mmHg]
FPP	Finger Pressure <b>berechnet</b> auf Portapress raw daten des PTP-Module [mmHg]
ETP	OffSet.Time- OnSet.Time [ms]
MTP	Blp.MaxSet.Time - Q.Time
SPM	integrate(OnPtr,OffPtr) mit unterschiedliche offset [mmHgs]
PSA	integrate(OnPtr,OffPtr) mit unterschiedliche offset [mmHgs]
PTP	OnSet.Time- Q.Time [ms]

Tab.2 BLP-Parameter

### **IKG und Impedanz Auswertung**

Diese Signal-Gruppe ist ziemlich kompliziert zu auswerten. Widerstand Signal sind sehr empfindlich an Körperbewegung, das äußert sich durch Schwankungen an dem Trägersignal manchmal auch heftig. Der Widerstand darstellt eigentlich die Impedanz des Korpersegments d.h. Funktion der Flüssigkeitsmenge und Leiter von diesem Segment. Über dieses Trägersignal wird ein klein moduliertes Signal übertragen. IKG Signal (Impedance cardiogramm) ist eigentlich definiert als erste Ableitung einer Impedanz oder Widerstand eines Körpersegments, d.h. darstellt die Geschwindigskeitsänderungen des Widerstands.

Die Auswertung der Impedanz ist nicht so kompliziert weil nur die Trägerwerte ist interessant. Die Auswertung eines IKG der mit Hilfe eines BIM-Gerät geliefert ist, ist ziemlich schwierig durch diese Trägersignaländerungen der Impedanz

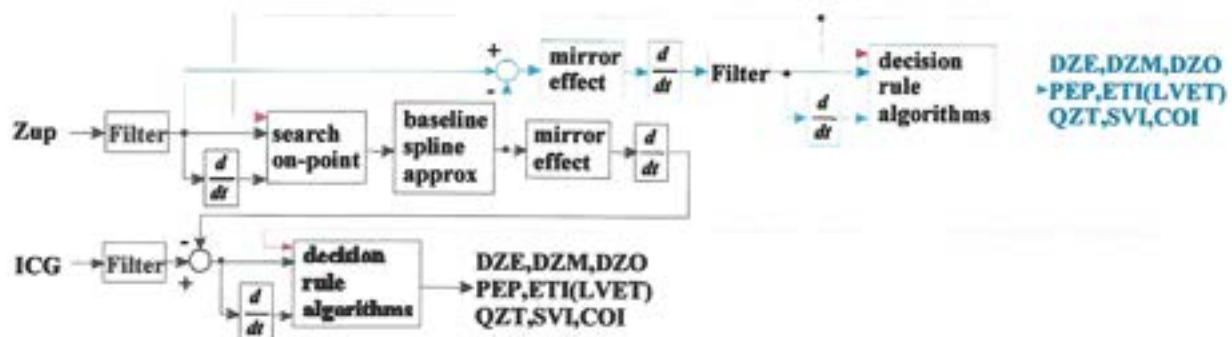


Abb.22 Z-ICG Funktionsdiagramm

In Abb. 22 ist ein Abschnitt von Abb. 10 wieder dargestellt nämlich diesen Abschnitt von ICG und Z Verarbeitung. Die Rosa Linie ist eigentlich nur dir R-Zacke Information.

Betrachten wir zuerst nur der Schwarze Strecke. Diese Strecke ist die Klassische Verarbeitung, wenn das IKG von BIM geliefert ist nur mit dem IKG und R-Zacke ist die Auswertung von IKG mit hoher Qualität möglich. Die Schwierigkeiten kommen wie schon da oben erklärt, daß das Signal enthält ein Träger- und ein Moduliertes Signal. Die Auswertung von diese Moduliertes Teil ist sehr schwierig, wenn der Träger nicht rausgenommen worden ist. Um den Träger zu bestimmen benützen wir die Impedanz Signal. Wenn wir der Träger von der Impedanz Signal betrachten, den spiegeln und danach ableiten müssen wir der Träger von IKG bekommen. Von Erfahrung aus ist diese Spiegelung notwendig weil in BIM ist das IKG nicht direkt die erste Ableitung von einer Impedanz, sondern die erste Ableitung von dem gespiegelten Signal.

Wenn wir die Impedanz in eine hohe genug Auflösung besitzen wie 16bits und nicht 12bits können werden Blauen strecken benützen. Auf die Impedanz Signal extrahieren wir das modulierte Signal aus,

spiegeln dem und ableite dann bekommen wir ein IKG-Signal mit einem Träger  $\theta$ . Diese Signal ist einfacher zu auswerten und Qualitätsmäßig besser aber die Voraussetzung ist 16bits Auflösung. Modulierte Signalamplitude  $\sim 0,1$  Ohm Trägersignalamplitude  $\sim 35$  Ohm (s.Abb 23). Die Abbildung 23 enthält die beide Weg schwarze Strecke und Blaue Strecke.

- In den Obere Grafik ist das  $Z_{\text{therm}}$  zu sehen mit Trägersignal (dark-cyan) und Moduliertes Signal (grün-rot). Die gespiegelte erste Ableitung des Trägersignals ist in Blau zu sehen
- In dem 2te Grafik ist zu sehen des modulierten Signals (orange) der Impedanz nach Extrahieren des Träger. In blau ist die erste Ableitung der gespiegelten modulierten Impedanz Signal d.h. Ikg . Qualität des Signal abhängig an der Qualität der T-Trägererkennung (blaue Strecke).
- In dem 3. Ist im Rot den Ikg von BIM, im blau sein Filtersignal, in dark-cyan des Trägersignals von Ikg bekommen durch die erste Ableitung von dem gespiegelte Trägersignal der Impedanz (Schwarze Strecke)
- In dem 4. Ist das Ikg ohne Träger-Signal.

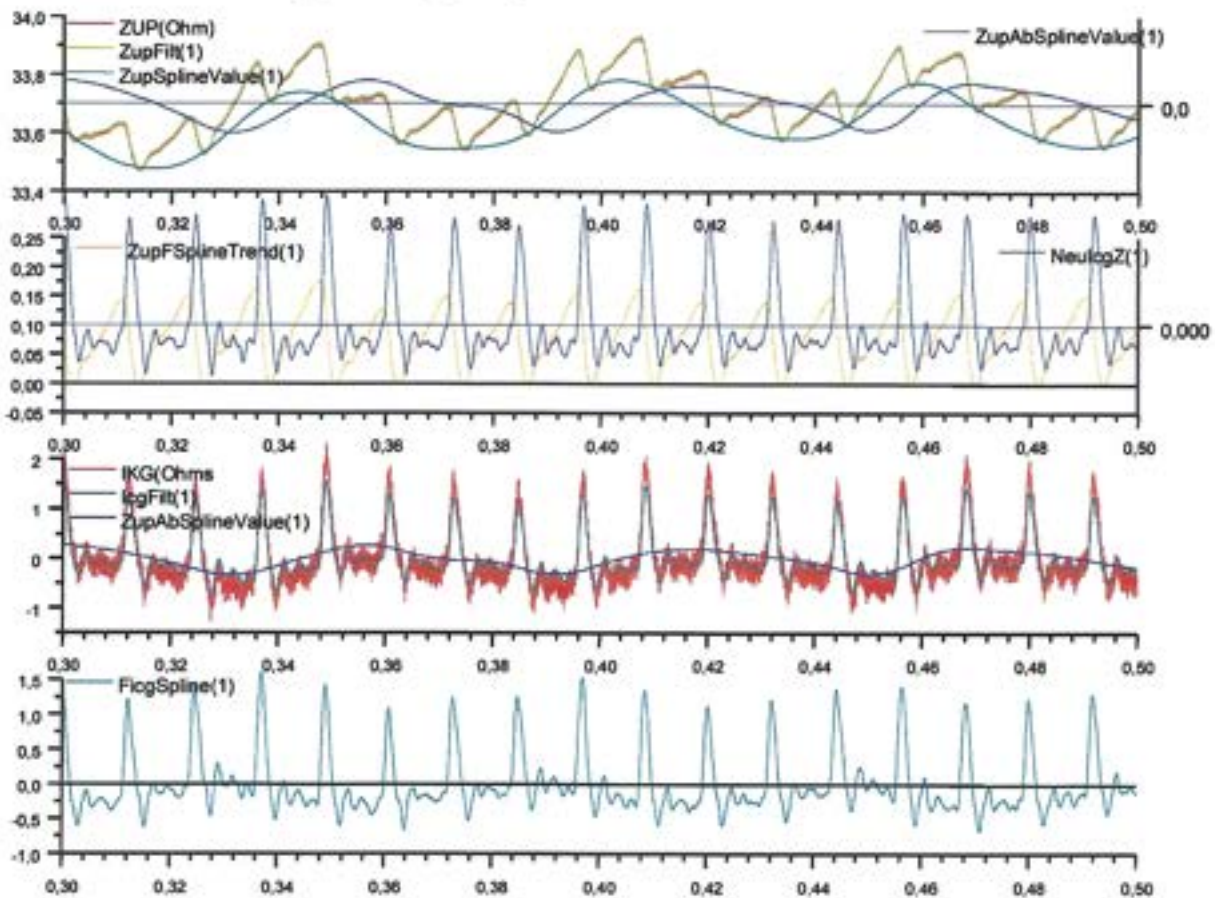


Abb.23 Z-ICG Signal

Der Träger der Impedanz ist einfach zu bekommen als die Kurve allen Maximum oder mittlere punkte der Impedanz Signal. Um diese Kurve zu bekommen, können wir ein Spline berechnen. Problem mit eine Spline Berechnung existieren auch. Eine Spline, wie in Anlage2 in Detail erklärt und berechnet ist, ist eine Aproximation einer Kurve, die N Stützpunkten mit Hilfe von 3. Grade Polynome besitzt. Wenn Sie die Anlage gelesen haben, merkt man direkt ein Informationsmangel am Rand des Intervalls überwelche diese Spline gilt. Es ist nicht bekannt wie die 2te Ableitung am Rand sich verhält. Es ist dann auch klar, daß ein bestimmter Fehler existieren wird in der Approximation und daß das Minimum ist in Mitte des Intervalls. Der Einsatz Prinzip eines Spline hier ist folgen.: Wir nehmen ein Fenster von Punkten (Stützpunkte) und berechnen die Spline, nur das Polynome Mitte des Intervalls wird behalten und richtig gesagt worden für das untere Intervall. Wenn ein zusätzlich punkte zu Verfügung steht, wird das Fenster von einem Punkt verschoben und wieder berechnet. Jetzt erscheint eine zweite Problem diese Mitte Intervall Polynome eines Fensters muß der Polynome der letzte Spline auch verifizieren an der Stützpunkt auch bei erster und 2ter Ableitung. Das ist nur möglich wenn an der Splineberechnung genug Information zu Verfügung steht d.h. genug Punkten ,weil die Anzahl von Punkte reduziert die Fehler verursacht durch die Randungenauigkeit. Die Technik des Schwarze strecke fordert ein genauer Erkennung des Träger-Signals der Impedanz durch sein erste Ableitung Berechnung wo jede

Knickpunkt eine Sprung in dem Erste Ableitung sich darstellt. Beim Blauen strecken wird nur der Modulierte Signal der Impedanz stabilisiert um die Auswertung zu vereinfachen und dann Abgeleiten. Hier kommt eine Ungenauigkeit nicht so tödlich vor. (Abb. 24)

In Tabelle 3 sind alle Parameter die über Impedanz und IKG berechnet sind. Für jede Körpersegment können wir eine Impedanz bekommen und eine erste Ableitung von dem wie z.B. Thorax (*up*) und Calf (*ca*).

Zup	Upper torso (Thorax) Impedanz [Ohm]
Zth	Thigh (Oberschenkel) Impedanz [Ohm]
Zlo	Lower torso (Abdomen) Impedanz [Ohm]
Zca	Calf (Unterschenkel) Impedanz [Ohm]
PSI	Integral von (dZ/dt) von (dZ/dt) <sub>off</sub> bis (dZ/dt) <sub>on</sub> [Ohm]
PEP	Zeitabstand zwischen Q-Zacke des Ekg und (dZ/dt) <sub>o</sub> des (dZ/dt) [ms]
DZE	Amplitude von (dZ/dt) <sub>off</sub> [ohm/s]
DZO	Amplitude von (dZ/dt) <sub>on</sub> [ohm/s]
ETI	l. ventricular ejection time = Zeitabstand zwischen (dZ/dt) <sub>on</sub> und (dZ/dt) <sub>off</sub> [ms]
QZT	Zeitabstand zwischen Q-Zacke des Ekg und (dZ/dt) <sub>max</sub> des (dZ/dt) [ms]
SVI	Stroke volume [ml] $(\text{Integral von } (dZ/dt) \text{ von } (dZ/dt)_{on} \text{ bis } (dZ/dt)_{off}) * \rho * (L/Z_{up})^2$ $\rho = \text{specific resistivity of blood determined by the empirical equation}$ $\rho = 53.2 * \exp(0.022 * \text{Hct})$ mit Hct = Hematocrit L = front distance between recording electrodes [cm]
SVK	Stroke volume [ml] $\rho * (L/Z_o)^2 * ((dZ/dt)_{max} * LVET)$ [ml] Interessante Methode wenn voll Integraleberechnung zu viel rechnerAufwand erzeugt
SVW	Stroke Volume Wessling [ml] $(PSA * 1000 / (90 + \text{Age})) * (1320 + \text{HRT} * 10 - \text{Age} * (0.28 * \text{FPM} - 16) / 2000)$ [ml] wo PSA eine Integrale von dem BLP Signal ist
COI	Cardiac output [l/min] $(SVI * \text{HRT} / 1000)$ [l/min]
COW	Cardiac Output Wessling [l/min] $(SVW * \text{HRT} / 1000)$
DZM	Amplitude von (dZ/dt) <sub>max</sub> [ohm/s]
HTI	Heather Index [ohm/s <sup>2</sup> ]
TPR	Total peripheral resistance [dynscm <sup>-3</sup> ] $((\text{FPM} * 80) / \text{COI})$
TPK	Total peripheral resistance [dynscm <sup>-3</sup> ] $((\text{FPM} * 80) / \text{COK})$
TPP	Total peripheral resistance [dynscm <sup>-3</sup> ] $((\text{FPM} * 80) / \text{COP})$
TPW	Total Periferial Resitant Wessling [dynscm <sup>-3</sup> ] $((\text{FPM} * 80) / \text{COW})$

Tab.3 Ikg-Z-Parameter

## NIR (Near Infrarod) Auswertung

### Meßprinzip

Die optoelektronische NIR-Mikrozirkulationsmeßsystem nutzt ein photoplethysmographisches Meßprinzip. Über den Meßgeräte werden Mini-sensoren angesteuert, die nicht sichtbares gepulstes Licht in Wellenbereich 630-900nm (nahes Infrarod) in ein definiertes Gewebevolumen appliziert. Sauerstoffbeladenes bzw. reduziertes Hämoglobin hat die Eigenschaft Licht in diesem Wellenlängenbereich zu absorbieren. Ein Phototransistor erfaßt über den rückgestreuten und reflektierten Lichtanteil die durch die Blutvolomenpulsation hervorgerufenen Konzentrationsänderungen von Erythrozyten im Gewebe. Mit der derzeitigen Meßkonfiguration ist es möglich, das aus der untersuchten Geweberegion rückgestreute und teilweise reflektierte Meßsignal über entsprechende Applikation- und Verstärkungsalgorithmen zur Diagnostik der Peripheren Mikrozirkulation in Gewebestiefen bis zu 3 mm zu nutzen. Das kontinuierliche erfaßte NIR-Signal beinhaltet langsame, lage- und schwerkraftabhängige, Füllungsschwankungen(DC-Anteil) im erfassten

Gewebevolumen und sich schnell ändernde Signalkomponenten (AC-Anteil), die durch die NIR-Einheit zur Weiterverarbeitung getrennt vorliegen.

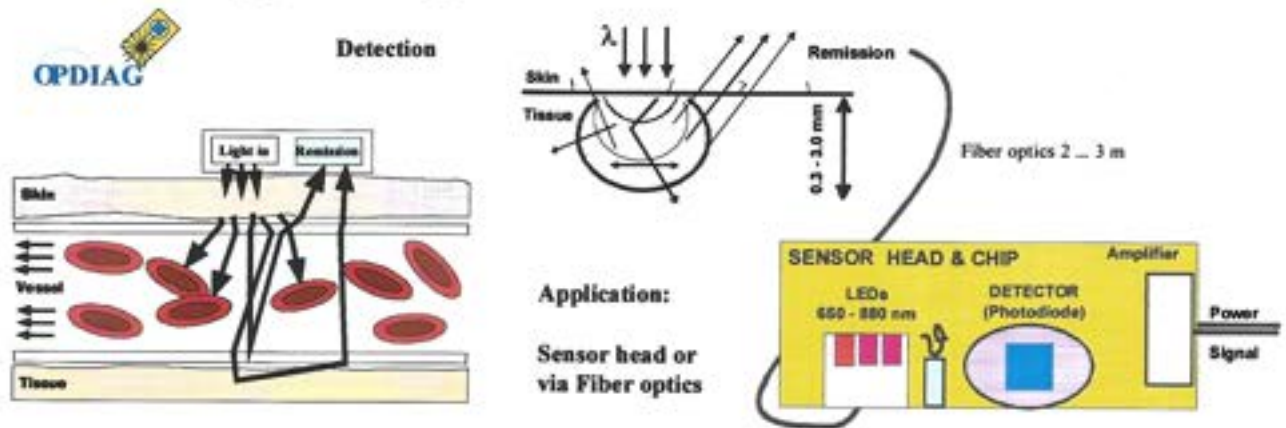


Abb.24 NIR Prinzip

Definieren wir folgend:

- $\lambda_1$  ist dann die reflektierte Leistung bei  $630\text{nm}$  oder der Anteil der Sendeleistung die von  $H_b$  nicht absorbiert worden ist oder verlorengegangen ist.
- $\lambda_2$  ist dann die reflektierte Leistung bei  $900\text{nm}$  oder der Anteil der Sendeleistung die von  $H_b$  und  $H_bO_2$  nicht absorbiert worden ist oder verlorengegangen ist.
- $Q = \frac{\lambda_2}{\lambda_1}$ , der Quotient beides empfangte Leistung.

Wenn die Oxygenisierung des Blutes steigt bei konstant Blutmenge, senkt die Anzahl von nicht oxygenierte Hämoglobin und die Anteil von  $H_bO_2$  steigt, die gesamte Menge  $H_b + H_bO_2$  bleibt konstant, d.h.

- $\lambda_2$  wird konstant bleiben, weil die gesamte Menge von  $H_b$  und  $H_bO_2$  konstant ist
- $\lambda_1$  steigt, weil die Menge von  $H_b$  fällt d.h. es wird weniger absorbiert, d.h. es wird mehr reflektiert
- Q wird niedriger

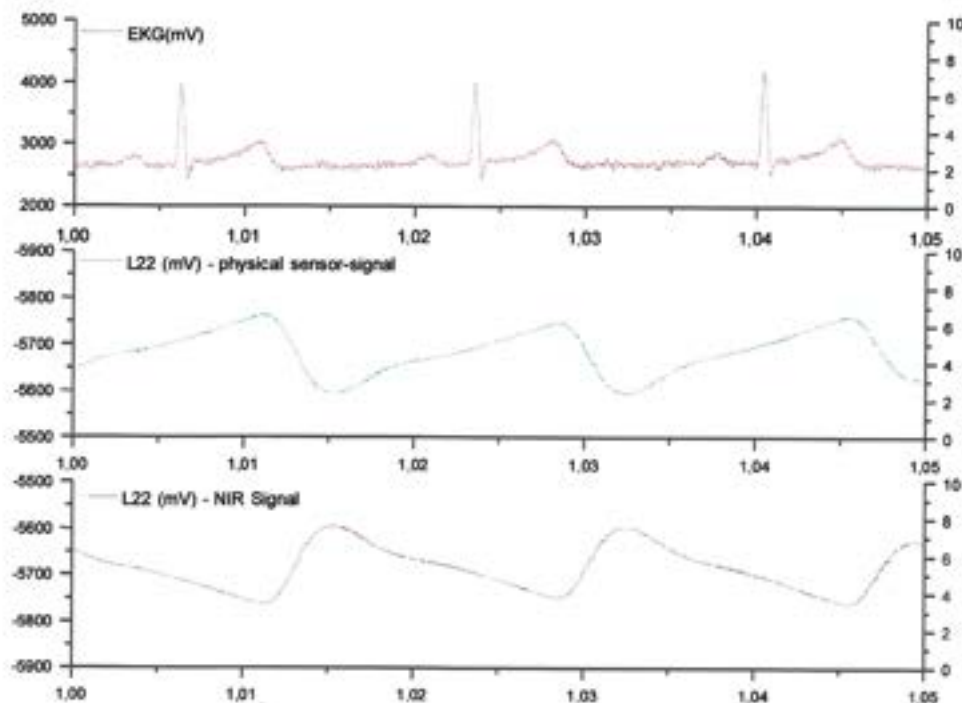


Abb.24 NIR Prinzip

Wenn die Blutmenge steigt bei konstant Blutoxygenisierung, steigt die Anzahl von nicht oxygenierte Hämoglobin und die Anzahl von  $H_bO_2$ , die gesamte Menge  $H_b + H_bO_2$  steigt auch, d.h.

- $\lambda_2$  fällt, weil die gesamte Menge von  $H_b$  und  $H_bO_2$  gestiegen ist
- $\lambda_1$  fällt, weil die Menge von  $H_b$  gestiegen ist d.h. es wird mehr absorbiert, d.h. es wird weniger reflektiert
- Q wird niedriger, weil  $\lambda_2$  fällt stärker als  $\lambda_1$

So liefert dieses Sensor auch eine Information über die Füllung des Gewebes.

In Abb. ist das Signal zu sehen. Auf Grund von Ähnlichkeit Wünsche zwischen alle medizinische Signal werden oft die  $\lambda$  Signale gespiegelt und sehen dann fast wie ein Blutdrucksignal aus.

$$Q = \frac{\text{Empfange.Leistung}900\text{nm}}{\text{Empfange.Leistung}630\text{nm}} = \frac{[L_S - L_{AV}]_{900\text{nm}}}{[L_S - L_{AV}]_{630\text{nm}}} = \frac{[L_S - L_{A900} \cdot (xH_b + yH_bO_2)] - L_{V900}}{[L_S - L_{A630} \cdot (xH_b)] - L_{V630}}$$

$$Q = \frac{L_S - L_{A900} \cdot (xH_b + yH_bO_2) - L_{V900}}{L_S - L_{A630} \cdot (xH_b) - L_{V630}}$$

nehmen wir mal an, daß

- $L_{V900}$  und  $L_{V630}$  gering neben den absorbierten Anteil und gesendete Anteil  $L_S$  sind
- $L_{A900}$  und  $L_{A630}$  gleich sind, nämlich  $L_A$

d.h.

$$Q = \frac{L_S - L_A \cdot (xH_b + yH_bO_2)}{L_S - L_A \cdot (xH_b)} = \frac{\frac{L_S}{L_A} - xH_b - yH_bO_2}{\frac{L_S}{L_A} - xH_b} = 1 - \frac{yH_bO_2}{\frac{L_S}{L_A} - xH_b}$$

wo

- $L_S$ , die gesendete Leistung ist
- $L_A$ , die absorbierte Leistung pro  $H_b$  oder  $H_bO_2$  ist
- $xH_b$  und  $yH_bO_2$ , der Anzahl von  $H_b$  bzw.  $H_bO_2$  in dem gestrahlten Volumen ist

Formen wir um

$$1 - Q = \frac{yH_bO_2}{\frac{L_S}{L_A} - xH_b}$$

$$(1 - Q) \frac{L_S}{L_A} - (1 - Q) xH_b = yH_bO_2$$

$$(1 - Q) \frac{1}{yH_bO_2} \frac{L_S}{L_A} - (1 - Q) \frac{xH_b}{yH_bO_2} = 1$$

Definieren wir die Sauerstoffsättigung des Blutes als  $S_O = \frac{yH_bO_2}{xH_b}$ , und wir wissen dazu daß

$yH_bO_2 \cdot L_A =$  absorbierte Leistung von oxygenierten Hämoglobin

Davon kommt

$$S_O = \frac{(Q - 1) \cdot yH_bO_2 \cdot L_A}{yH_bO_2 \cdot L_A + L_S(Q - 1)}$$

Im Abb. 25 befindet sich eine Darstellung von NIR-Signal mit alle interessanten erste Ebene Parameter d.h. die, die direkt von dem Signal zu lesen sind. Dieses Signal wie hier oben erklärt besitzt ein Träger (DC)- und Moduliertessignalanteil. Diese Träger kann sich von -5V bis +5V bewegen und das Modulierte Anteil kann ein Amplitude von 20mV erreichen. Hier ist dann schon klar daß an der Digitalisierung muß ein 16bits Ad-Wandler benutzt sein um die Auflösung von der Modulierte Anteil hoch genug zu kriegen um die Auswertung zu erlauben.

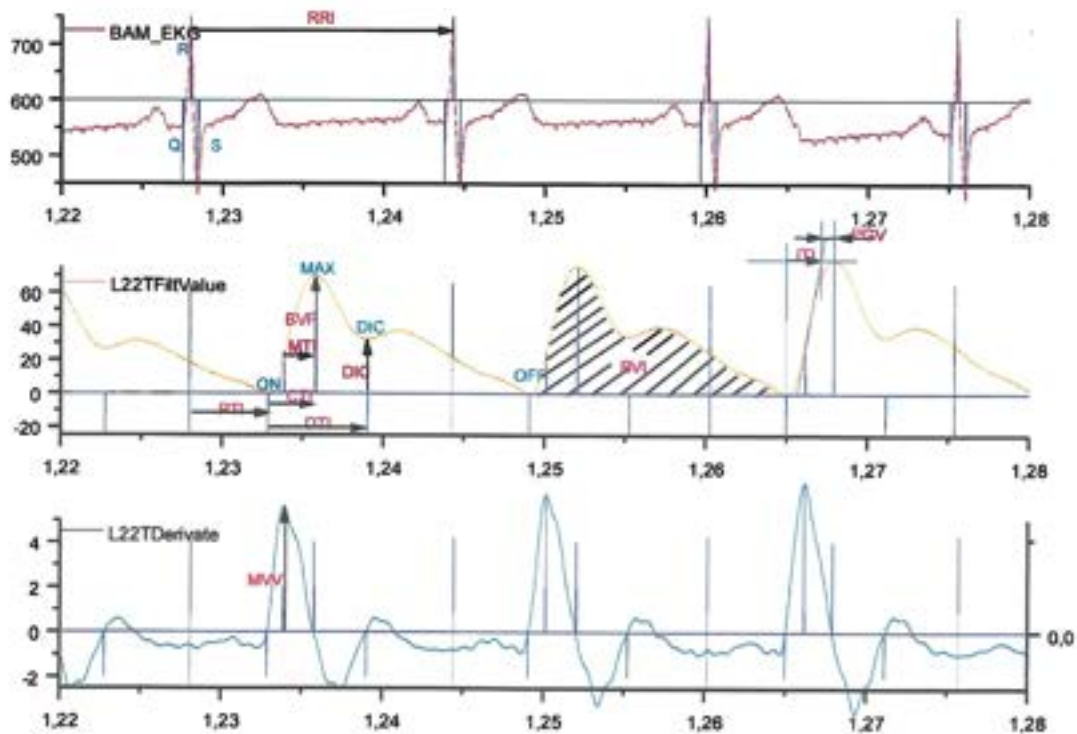


Abb.25 NIR Kurve

Im Abb. 26 befindet sich ein Beispiel von NIR Signal mit Zeit Ablauf. Ein Sensor befindet sich am Kopf ein befindet sich am Fuß. Da können wir schon 2 unterschiedliche Signalformen erkennen. Unterschiedliche Faktoren können die Auswertung schwierig machen :

- Druckänderung des Sensors auf der Haut
- Kalte Finger
- Kippen (Stressortype wie ein Kipptisch oder LBNP)
- Extern Lichtquelle

Daher die Notwendigkeit eine Separate Verarbeitung von Träger und modulierte Signalanteil. Dafür werden wir eine 2 Phase Trägersignal extrahierungsmethode benützen. Die erste bereite das Signal und 2te liefert dann die richtige trägerwerte.

Kommen wir an diese Trägersignal extraktion. Eine Signalinformation ist einfach und fehlerfrei zu bestimmen selbst wenn den Träger von  $-5$  auf  $+5V$  sich bewegt. Innerhalb ein RRI-Abstand ist das Maximum von dem erste Ableitung von der NIR Signal nämlich *MVV* (s. Abb 27). Dieser Punkt kann als Referenz für eine erste Kurve Schätzung. Wenn Die NIR Kurve Stabilisiert ist koennen wir ein 2te Punkt zweifellos dann finden nämlich naechste nullstelle der 1ste Ableitung nach niks ab diese Maximum. Dieser Punkt darstellt der Minimum der Modelliertes Signal. Mit diese Kenntnisse können wir eine Spline bauen die eigentlich der Träger darstellen wird. Die erste Kurveschätzung braucht nicht ein Spline zu sein, weil die nur als Hilfsmittel benützt wird d.h. ein einfach linear Interpolation.

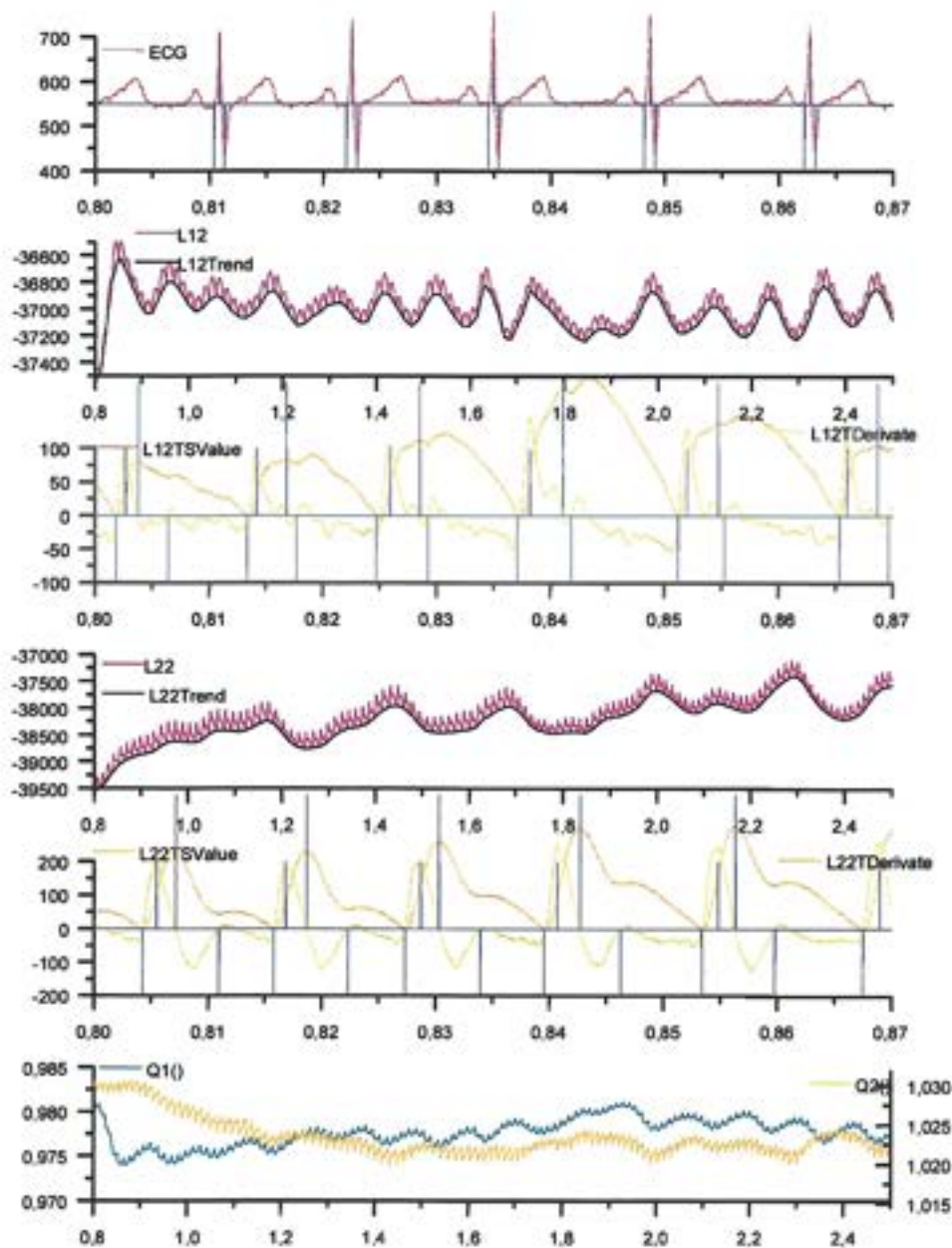


Abb.26 NIR Signal

Im Tab 4 befindet sich die Parameter die Pro Sensorkopf berechnet sind.

DAR	DIC/BVP [I]
BVP	Amplitude von $L_{1max}$ [mV]
DIC	Amplitude von $L_{1dic}$ [mV]
MVV	Amplitude von $(dL_1/dt)_{max}$ [mV/s]
BVI	Integrale von L ab $L_{On}$ -Punkt bis $L_{Off}$ -Punkt [mVs]
BAS	Trägersignal von $L_1$ d.h. Mittelwerte über RRI Abstand[mV]
BVC	Steigung von $L_1$ über RRI-Abstand [mV/ms]
DTR	$L1\_DTI / L1\_CTI$ [I]
PTI	Abstand zwischen Q-Punkt und $L_1$ -On-Punkt [ms]
DTI	Abstand zwischen Dikrotie-Punkt und On-Punkt [ms]
CTI	Abstand zwischen $L_{1max}$ -Punkt und On-Punkt[ms]
MTI	Abstand zwischen MVV-Punkt und $L_{1max}$ -Punkt [ms]
ITI	Abstand zwischen On-Punkt und der Punkt definiert wenn die Tangente in MVV die Höhe von $L_{1max}$ erreicht[ms]
PGV	Abstand zwischen Max-Punkt und der Punkt definiert wenn die Tangente in MVV die Höhe von $L_{1max}$ erreicht [ms]
Q	$L_{12} / L_{11}$ [I]

Die Parameter werden wie folgende Algorithm chart extrahiert:

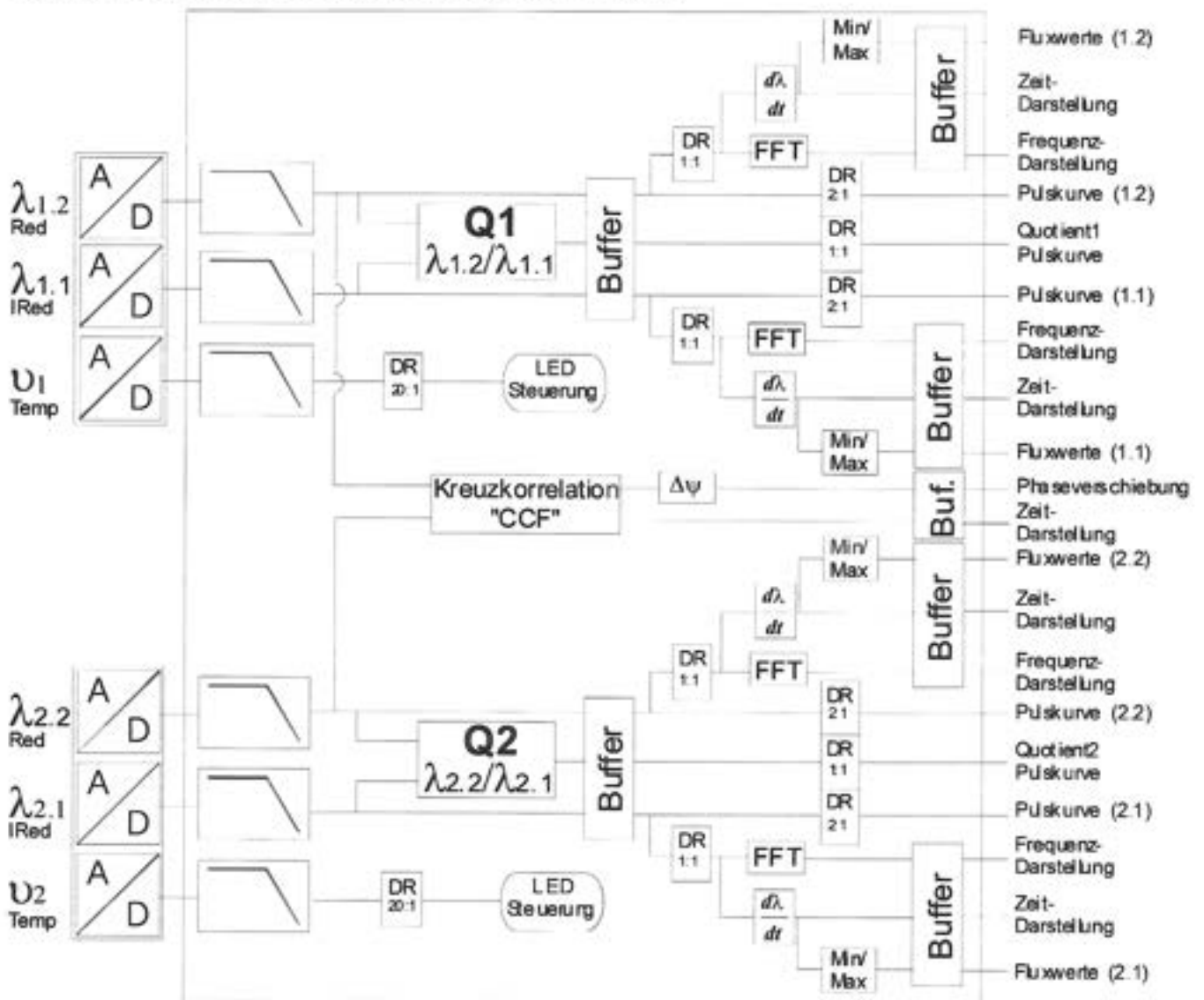


Abb.26 NIR Signal

# Anlagen :

## Numerische Differenzierung

### Differenzenquotient

Sind die Meßwerte  $y_n$  in Abhängigkeit von der Variablen  $x_n$  äquidistant im Abstand  $x_{n+1} - x_n = h$  aufgenommen, so läßt sich aus der Taylor-Entwicklung

$$y_{n+1} = y_n + h y'_n$$

$$y_{n-1} = y_n - h y'_n$$

die folgende Rechenvorschrift für die Ableitung  $y'_n$  angeben:  $y'_n = \frac{y_{n+1} - y_{n-1}}{2h}$

Das ist der Differenzenquotient aus den zu  $(x_n, y_n)$  benachbarten Stützstellen.

### Differenzierung durch 5 Punktausgleichspolynome

Um den an der Stellen  $x_n$  ermittelten Wert  $y_n$  zu glätten, soll durch 5 Punktepaar ein Polynom 3. Ordnung  $P(x)$  gelegt werden (Abb.) . Der Wert dieses Polynoms an der Stellen  $x_n$  wird dann als geglätteter Meßwert  $\bar{y}_n$  genommen:  $P(x_n) = \bar{y}_n$ .

In einem Koordinatensystem, dessen Ordinatenachse durch  $x_n$  geht, hat die kubische Parabel mit dem Koeffizient  $a$  bis  $d$  die Gleichung

$$P(x_{n+k}) = a + b(x_{n+k} - x_n) + c(x_{n+k} - x_n)^2 + d(x_{n+k} - x_n)^3$$

Die Parabel soll mit  $k = -2, -1, 0, 1, 2$  die fünf Stützstellen  $(x_{n+k}, y_{n+k})$  ausgleichen. Die Summe  $S$  des Abstandsquadrate lautet

$$S = \sum_{k=-2}^2 [P(x_{n+k}) - y_{n+k}]^2$$

$$S = \sum_{k=-2}^2 \left[ a + b(x_{n+k} - x_n) + c(x_{n+k} - x_n)^2 + d(x_{n+k} - x_n)^3 - y_{n+k} \right]^2$$

Diese Summe  $S$  hat ein Extremum an der Stelle, an der die partiellen Ableitungen nach den Koeffizient verschwinden d.h. wenn

$$\frac{\partial S}{\partial a} = 0 \quad \text{bis} \quad \frac{\partial S}{\partial d} = 0$$

liefern mit  $x_{n+k} - x_n = k \cdot h$  mit  $h = x_{n+1} - x_n$

Dieses Extremum ist ein Minimum, da in unserem Fall die Matrix der 2. Ableitungen nach den Koeffizienten stets positiv definiert ist.

$$\frac{\partial S}{\partial a} = \sum_{n=-2}^2 2 \cdot \left[ a + b(x_{n+k} - x_n) + c(x_{n+k} - x_n)^2 + d(x_{n+k} - x_n)^3 - y_{n+k} \right] = 0$$

$$\frac{\partial S}{\partial b} = \sum_{n=-2}^2 2 \cdot \left[ a + b(x_{n+k} - x_n) + c(x_{n+k} - x_n)^2 + d(x_{n+k} - x_n)^3 - y_{n+k} \right] (x_{n+k} - x_n) = 0$$

$$\frac{\partial S}{\partial c} = \sum_{n=-2}^2 2 \cdot \left[ a + b(x_{n+k} - x_n) + c(x_{n+k} - x_n)^2 + d(x_{n+k} - x_n)^3 - y_{n+k} \right] (x_{n+k} - x_n)^2 = 0$$

$$\frac{\partial S}{\partial d} = \sum_{n=-2}^2 2 \cdot \left[ a + b(x_{n+k} - x_n) + c(x_{n+k} - x_n)^2 + d(x_{n+k} - x_n)^3 - y_{n+k} \right] (x_{n+k} - x_n)^3 = 0$$

d.h.

$$a \cdot 5 + b \sum (x_{n+k} - x_n) + c \sum (x_{n+k} - x_n)^2 + d \sum (x_{n+k} - x_n)^3 = \sum y_{n+k}$$

$$a \sum (x_{n+k} - x_n) + b \sum (x_{n+k} - x_n)^2 + c \sum (x_{n+k} - x_n)^3 + d \sum (x_{n+k} - x_n)^4 = \sum (x_{n+k} - x_n) y_{n+k}$$

$$a \sum (x_{n+k} - x_n)^2 + b \sum (x_{n+k} - x_n)^3 + c \sum (x_{n+k} - x_n)^4 + d \sum (x_{n+k} - x_n)^5 = \sum (x_{n+k} - x_n)^2 y_{n+k}$$

$$a \sum (x_{n+k} - x_n)^3 + b \sum (x_{n+k} - x_n)^4 + c \sum (x_{n+k} - x_n)^5 + d \sum (x_{n+k} - x_n)^6 = \sum (x_{n+k} - x_n)^3 y_{n+k}$$

mit

$$k = -2: x_{n-2} - x_n = -2h$$

$$k = -1: x_{n-1} - x_n = -h$$

$$k = 0: x_n - x_n = 0$$

$$k = 1: x_{n+1} - x_n = h$$

$$k = 2: x_{n+2} - x_n = 2h$$

und

$$\sum_{k=-2}^2 (x_{n-k}) = -2h - h + 0 + h + 2h = 0$$

$$\sum_{k=-2}^2 (x_{n-k})^2 = 10h^2; \quad \sum_{k=-2}^2 (x_{n-k})^3 = 0$$

$$\sum_{k=-2}^2 (x_{n-k})^4 = 34h^4; \quad \sum_{k=-2}^2 (x_{n-k})^5 = 0$$

$$\sum_{k=-2}^2 (x_{n-k})^6 = 130h^6$$

so bekommen wir ein Gleichungssystem 4 Gleichungen mit 4 Unbekannten  $a, b, c, d$  zu lösen:

$$\begin{pmatrix} 5 & 0 & 10h^2 & 0 \\ 0 & 10h^2 & 0 & 34h^4 \\ 10h^2 & 0 & 34h^4 & 0 \\ 0 & 34h^4 & 0 & 130h^6 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{n-2} + y_{n-1} + y_n + y_{n+1} + y_{n+2} \\ -2hy_{n-2} - hy_{n-1} + hy_{n+1} + 2hy_{n+2} \\ 4h^2y_{n-2} + h^2y_{n-1} + h^2y_{n+1} + 4h^2y_{n+2} \\ -8h^3y_{n-2} - h^3y_{n-1} + h^3y_{n+1} + 8h^3y_{n+2} \end{pmatrix}$$

Alles zu lösen ist nicht notwendig. Nur die erste Ableitung interessiert uns

$$P(x_{n+k}) = a + b(x_{n+k} - x_n) + c(x_{n+k} - x_n)^2 + d(x_{n+k} - x_n)^3$$

d.h.

$$P'(x_{n+k}) = b + 2c(x_{n+k} - x_n) + 3d(x_{n+k} - x_n)^2$$

wir suchen die erste Ableitung in  $x_n$  d.h.

$$P'(x_n) = b = \bar{y}'_n$$

wo  $\bar{y}'_n$  die geglättete Steigung ist.

Die 2. Ableitung lautet

$$P''(x_{n+k}) = 2c + 6d(x_{n+k} - x_n)$$

wir suchen die 2. Ableitung in  $x_n$  d.h.

$$P''(x_n) = 2c = \bar{y}''_n$$

Lösen wir jetzt nur die variable  $b$  und  $c$

$$\bar{y}'_n = b = \frac{y_{n-2} - 8y_{n-1} + 8y_{n+1} - y_{n+2}}{12h}$$

$$\bar{y}''_n = 2c = \frac{2y_{n-2} - y_{n-1} - 2y_n - y_{n+1} + 2y_{n+2}}{7h}$$

Das gleich kann auch für 7 Punkten oder 9 Punkten berechnet werden. Vorteil diese Methode es wird teilweise schon geglättet und dann natürlich weniger Rausch Abhängigkeit.

# Numerische Interpolation : Spline-Interpolation

## Die Theorie

Zur graphischen Interpolation einer Reihe von Datenpunkten  $(x_j, f_j)$ ,  $0 \leq j \leq N$  mit einer Knotenfolge

$$X : a = x_0 < x_1 < \dots < x_N = b \text{ in } I := [a, b]$$

Benützen Konstrukteure früher statt eines Kurveline als auch häufig einen dünnen biegsamen Stab (Straklatte, engl. Spline), den man durch Festklemmen zwang, auf dem Zeichenpapier die gegebenen Punkte zu verbinden. Anschließend konnte man dann längs des Stabes eine interpolierende Kurve zeichnen. Physikalisch ist die Lage, die der Stab zwischen den Datenpunkten einnimmt, durch ein Minimum der elastischen Energie charakterisiert, d.h. die Gesamtkrümmung, gegeben durch das Integral

$$\int_I \frac{[y''(t)]^2}{1 + y'^2(t)} dt$$

wird durch die den Stab darstellende Funktion  $s(t) \in C^2(I)$  unter allen anderen zweimal stetig differenzierbaren Interpolierenden  $y$  minimiert. In der Variationsrechnung wird gezeigt, daß eine dieses Integral minimierende zweimal stetig differenzierbare Funktion  $s$  zwischen den Punkte  $x_j$  sogar viermal stetig differenzierbar ist und die Gleichung  $s^{(4)}(x) = 0$  erfüllt. Daher ist  $s$  stückweise ein kubisches Polynom. Dazu werden nachfolgend kubische Parabeln angenommen, die jeweils exakt durch zwei Stützstellen gehen. Die Parabeln gleichen also nicht aus. Bei  $N$  Stützstellen setzt sich die Splinefunktion aus  $N-1$  einzelnen Polynomen zusammen (abb.). Die Polynomen stimmen an den Stoßstellen sowohl in Funktionswerten als auch in den 1. und 2. Ableitungen überein.

Das Polynom  $P_n(x)$  zwischen den Stützstellen  $x_n$  und  $x_{n+1}$  wird angesetzt als

$$P_n(x) = a_n + b_n(x - x_n) + c_n(x - x_n)^2 + d_n(x - x_n)^3$$

für  $x_n \leq x \leq x_{n+1}$  und  $n=1, 2, \dots, N-1$

An der Stellen  $x=x_n$  verschwinden die Differenzen  $x-x_n$ . Für ein Teilintervall  $h_n$  der Länge  $h_n = x_{n+1} - x_n$  ergibt sich dann für das Polynom  $P_n(x)$  an den Stützstellen

$$\begin{aligned} P_n(x_n) &= a_n = y_n \\ P_n(x_{n+1}) &= a_n + b_n h_n + c_n h_n^2 + d_n h_n^3 = y_{n+1} \\ P'_n(x_n) &= b_n = y'_n \\ P'_n(x_{n+1}) &= b_n + 2c_n h_n + 3d_n h_n^2 = y'_{n+1} \\ P''_n(x_n) &= 2c_n = y''_n \\ P''_n(x_{n+1}) &= 2c_n + 6d_n h_n = y''_{n+1} \end{aligned}$$

Diese Gleichungen sind lösbar in  $a_n, b_n, c_n, d_n$  in Abhängigkeit mit  $y_n, y_{n+1}, y''_n, y''_{n+1}$

$$\begin{aligned} a_n &= y_n \\ b_n &= \frac{1}{h_n}(y_{n+1} - y_n) - \frac{1}{6} h_n (y''_{n+1} + 2y''_n) \\ c_n &= \frac{1}{2} y''_n \\ d_n &= \frac{1}{6h_n} (y''_{n+1} - y''_n) \end{aligned}$$

Berechnen wir jetzt die 1ste Ableitung

$$\begin{aligned} P'_n(x_{n+1}) &= b_n + 2c_n h_n + 3d_n h_n^2 \\ P''_n(x_{n+1}) &= 2c_n + 6d_n h_n \end{aligned}$$

d.h.

$$P'_n(x_{n+1}) = \frac{1}{h_n}(y_{n+1} - y_n) - \frac{1}{6}h_n(y''_{n+1} + 2y''_n) + 2\frac{1}{2}y''_n h_n + 3\frac{1}{6h_n}(y''_{n+1} - y''_n)h_n^2$$

$$P'_n(x_{n+1}) = \frac{1}{h_n}(y_{n+1} - y_n) + \frac{h_n}{6}(2y''_{n+1} + y''_n)$$

$$P''_n(x_{n+1}) = 2\frac{1}{2}y''_n + 6\frac{1}{6h_n}(y''_{n+1} - y''_n)$$

Die erste Ableitung von 2 Polynome müssen an der Stützstellen gleich sein  $P'_{n-1}(x_n) = P'_n(x_n)$  d.h.

$$\frac{1}{h_{n-1}}(y_n - y_{n-1}) + \frac{h_{n-1}}{6}(2y''_n + y''_{n-1}) = \frac{1}{h_n}(y_{n+1} - y_n) - \frac{1}{6}h_n(y''_{n+1} + 2y''_n)$$

nämlich

$$\frac{h_{n-1}}{6}(2y''_n + y''_{n-1}) + \frac{1}{6}h_n(y''_{n+1} + 2y''_n) = \frac{1}{h_n}(y_{n+1} - y_n) - \frac{1}{h_{n-1}}(y_n - y_{n-1})$$

oder noch

$$\frac{1}{6}h_n y''_{n+1} + \frac{2}{6}(h_n + h_{n-1})y''_n + \frac{1}{6}h_{n-1}y''_{n-1} = \frac{1}{h_n}y_{n+1} - \left(\frac{1}{h_n} + \frac{1}{h_{n-1}}\right)y_n + \frac{1}{h_{n-1}}y_{n-1}$$

d.h. wenn  $y''_1$  und  $y''_N$  bekannt sind können alle  $y''$  berechnet werden. Dafür gibt unterschiedliche Methode:

- Natürliche Spline: die Krümmung an den Rändern des Intervalls wird zu null gesetzt,  $y''_0 = y''_N = 0$  Außerhalb des Intervalls  $[x_0, x_N]$  würde sich der Spline als Gerade mit der Krümmung null fortsetzen.
- Der verallgemeinerte natürliche Spline: die Krümmungen werden vorgegeben mit  $y''_0 = \alpha$  und  $y''_N = \beta$
- der not-a-knot-Spline: durch die ersten und letzten drei Stützstellen wird jeweils ein Polynom gelegt  $P_1(x) = P_2(x)$  und  $P_{N-2}(x) = P_{N-1}(x)$ . Die Stützstellen  $x_2$  und  $x_{N-1}$  sind keine echte Knoten der Splinefunktion (not-a-knot). Bei  $y_1$  und  $y_N$  wird die Krümmung des betreffenden Polynoms berechnet und als Startwert genommen. Es ergeben sich

$$y''_1 = y''_2 + \frac{h_1}{h_2}(y''_2 - y''_3)$$

$$y''_N = y''_{N-1} + \frac{h_{N-1}}{h_{N-2}}(y''_{N-1} - y''_{N-2})$$

Der not-a-knot-Spline kann u.U. eine gegebene Sensorkennlinie besser annähern als ein natürlicher Spline.

### Praktische Berechnung

Gegeben sind die untenstehenden  $N = 5$  Wertepaare, durch die 4 Polynome  $P_1(x)$  bis  $P_4(x)$  dritter Ordnung zu legen sind (tab. ). Gesucht ist der natürliche Spline mit  $y''_0 = y''_4 = 0$  :

N	Polynome	Zeit / x	h	Y
0	$P_0$ no	$x_0$	$x_1 - x_0 = h_0$	$y_0$
1	$P_1$	$x_1$	$x_2 - x_1 = h_1$	$y_1$
2	$P_2$	$x_2$	$x_3 - x_2 = h_2$	$y_2$
3	$P_3$	$x_3$	$x_4 - x_3 = h_3$	$y_3$
4	$P_4$ no	$x_4$	$x_5 - x_4 = h_4$	$y_4$

Tab.

Setzen wir  $h_n = x_{n+1} - x_n$   
 $h_{n-1} + h_n = x_{n+1} - x_{n-1}$

$$\begin{aligned} \frac{1}{6}h_1 y_2^* + \frac{2}{6}(h_1 + h_0)y_1^* + \frac{1}{6}h_0 y_0^* &= \frac{1}{h_1} y_2 - \left(\frac{1}{h_1} + \frac{1}{h_0}\right)y_1 + \frac{1}{h_0} y_0 \\ \frac{1}{6}h_2 y_3^* + \frac{2}{6}(h_2 + h_1)y_2^* + \frac{1}{6}h_1 y_1^* &= \frac{1}{h_2} y_3 - \left(\frac{1}{h_2} + \frac{1}{h_1}\right)y_2 + \frac{1}{h_1} y_1 \\ \frac{1}{6}h_3 y_4^* + \frac{2}{6}(h_3 + h_2)y_3^* + \frac{1}{6}h_2 y_2^* &= \frac{1}{h_3} y_4 - \left(\frac{1}{h_3} + \frac{1}{h_2}\right)y_3 + \frac{1}{h_2} y_2 \end{aligned}$$

oder umgeformt und  $y_0^* = y_4^* = 0$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{6}h_0 & \frac{2}{6}(h_0 + h_1) & \frac{1}{6}h_1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{6}h_1 & \frac{2}{6}(h_1 + h_2) & \frac{1}{6}h_2 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{6}h_2 & \frac{2}{6}(h_2 + h_3) & \frac{1}{6}h_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_0^* \\ y_1^* \\ y_2^* \\ y_3^* \\ y_4^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{h_1} y_2 - \left(\frac{1}{h_1} + \frac{1}{h_0}\right)y_1 + \frac{1}{h_0} y_0 \\ \frac{1}{h_2} y_3 - \left(\frac{1}{h_2} + \frac{1}{h_1}\right)y_2 + \frac{1}{h_1} y_1 \\ \frac{1}{h_3} y_4 - \left(\frac{1}{h_3} + \frac{1}{h_2}\right)y_3 + \frac{1}{h_2} y_2 \end{bmatrix}$$

So haben wir ein Gleichungssystem zu lösen in 5 unbekanntem. Praktisch gesehen interessiert uns nur eine Polynom Gleichung nämlich die 2te.d.h. wir brauchen nur in  $y_1^*, y_2^*, y_3^*$  zu lösen.

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{6}(h_0 + h_1) & \frac{1}{6}h_1 & 0 \\ \frac{1}{6}h_1 & \frac{2}{6}(h_1 + h_2) & \frac{1}{6}h_2 \\ 0 & \frac{1}{6}h_2 & \frac{2}{6}(h_2 + h_3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1^* \\ y_2^* \\ y_3^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{h_1} y_2 - \left(\frac{1}{h_1} + \frac{1}{h_0}\right)y_1 + \frac{1}{h_0} y_0 \\ \frac{1}{h_2} y_3 - \left(\frac{1}{h_2} + \frac{1}{h_1}\right)y_2 + \frac{1}{h_1} y_1 \\ \frac{1}{h_3} y_4 - \left(\frac{1}{h_3} + \frac{1}{h_2}\right)y_3 + \frac{1}{h_2} y_2 \end{bmatrix}$$

als Lösung von



$$\frac{1}{6}h_2 y_3^* + \frac{2}{6}(h_2 + h_1)y_2^* + \frac{1}{6}h_1 y_1^* = \frac{1}{h_2} y_3 - \left(\frac{1}{h_2} + \frac{1}{h_1}\right)y_2 + \frac{1}{h_1} y_1$$

für das Intervall  $[x_2, x_3]$ .

# Spektrale Analyse :

## Allgemeine Signalanalyse : Die Theorie

### Definitions :

Sprungsfolge	$x(k) = \delta_{-1}(k) = \begin{cases} 1 : k \geq 0 \\ 0 : k < 0 \end{cases}$	
Impulsfolge	$x(k) = \delta_0(k) = \begin{cases} 1 : k = 0 \\ 0 : k \neq 0 \end{cases}$	
Diracpulse	$x(k) = \delta(k) = \begin{cases} \infty : k = 0 \\ 0 : k \neq 0 \end{cases}$	
Reelle kausale Exponential	$x(k) = \begin{cases} a^k : k \geq 0 \\ 0 : k < 0 \end{cases}$ mit $ a  < 1$	
Komplexe Exponentialefolge	$x(k) = e^{j\omega T k} = \cos(\omega T k) + j \sin(\omega T k)$	

Mit  $\Omega = \frac{\omega}{f_a} = \omega T$  wo  $\omega$  die Kreisfrequenz ist

$$f_a = \frac{1}{T} = \text{Abtastfrequenz}$$

$\Omega = \text{Normierte Kreisfrequenz}$

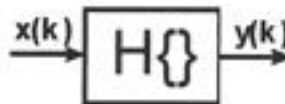
Verschieben von Abtastintervalle :  $y(k) = x(k - k_0)$

$$\text{Signal : } x(k) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x(i) \cdot \delta_0(k - i) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \delta_0(i) \cdot x(k - i)$$

Periodizität :  $x(k) = x(k \pm ik_p)$  mit  $i=1,2,3,\dots$  periodik mit Periodendauer  $T_p = k_p T$

### System Eigenschaften

Sei ein System mit  $y(k) = H\{x(k)\}$



Diese System wird :

- Linear, wenn das Superpositionsprinzip gilt d.h. :

$$y(k) = H\left\{\sum_{i=1}^n \alpha_i x_i(k)\right\} = \sum_{i=1}^n \alpha_i H\{x_i(k)\} = \sum_{i=1}^n \alpha_i y_i(k)$$

mit  $\alpha_i$  Konstante Gewichtungsfaktoren.

- Zeitinvariant, die Systemantwort hängt nicht vom Zeitpunkt der Erregung ab.

$$k = 0 \quad y(k) = H\{x(k)\}$$

$$k = k_0 \quad y(k - k_0) = H\{x(k - k_0)\}$$

- Linearzeitinvariant (LTI) : wenn sein Zeitverhalten durch die Impulsantwort  $h(k)$  beschreiben läßt

$$h(k) = H\{\delta_0(k)\}$$

$$y(k) = H\{x(k)\} = H\left\{\sum_{i=-\infty}^{+\infty} x(i) \cdot \delta_0(k - i)\right\}$$

$$y(k) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x(i) \cdot H\{\delta_0(k - i)\} = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x(i) \cdot h(k - i) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} h(i) \cdot x(k - i)$$

$$y(k) := x(k) \otimes h(k)$$

Ausgangssignal ist die Faltungssumme von der Eingangssignal und der Impulsantwort d.h. kennst Du die Impulsantwort des Systems dann kannst Du immer für jeder Eingangssignal das Ausgangssignal liefern.

- Kausal : wenn der Ausgangsignal zu einem Zeitpunkt  $k-k_0$  unabhängig von künftigen Werten des Eingangssignals  $x(k)$  ist, d.h.  $x(k_0+1), x(k_0+2), \dots$

$$y(k_0) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} h(i)x(k_0 - i) = \sum_{i=-\infty}^{-1} h(i)x(k_0 - i) + \sum_{i=0}^{+\infty} h(i)x(k_0 - i) \Rightarrow h(i)_{i < 0} = 0$$

- Reelwertig

$$y(k)_{reel} = H\{x(k)_{reel}\} \Rightarrow LTI \Leftrightarrow h(k)_{reel}$$

- BIBO-Stabil (Bounded Input Bounded output)

$$H\{x(k)\}_{|x(k)| < \infty} = y(k)_{|y(k)| < \infty}$$

$$\text{Kriterium notwendig : } \sum_{i=-\infty}^{+\infty} |h(i)| < \infty$$

$$\text{Begründung : } |x(k)| < M \Rightarrow |y(k)| = \left| \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x(i)h(k-i) \right| < M \cdot \sum_{i=-\infty}^{+\infty} |h(i)| < \infty$$

- Zeitkontinuierliche linear System :

$$\sum_{i=0}^n c_i \cdot y(k+i) = \sum_{j=0}^m b_j \cdot x(k+j)$$

- Linearität weil  $y(k+i)$  und  $x(k+j)$  treten nur als linear transformation
- Zeitinvarianz weil  $c_i$  und  $b_j$  unabhängig von zeitparameter sind.

$$\Rightarrow \sum_{i=0}^n c_i \cdot y(k+i-n) = \sum_{j=0}^m b_j \cdot x(k+j-n)$$

$$\Rightarrow \underbrace{y(k)}_{i=n} = \frac{1}{c_n} \sum_{j=0}^m b_j x(k+j-n) - \sum_{i=0}^{n-1} c_i \cdot y(k+i-n)$$

wenn  $n \geq m \Rightarrow$  Kausal d.h.  $y(k)$  nur von  $y(k-i) : i > 0$  und  $x(k-j) : j \geq 0$  abhängt.  
 $b_j$  und  $c_j$  reel d.h. reelwertige.

## Diskreter Signale und Systemen in Frequenzbereich

Sei ein Eingangssignal  $x(k) = e^{j\omega T k} = e^{j\Omega k}$

mit  $\Omega = \omega / f_a = \omega T$  wo  $\omega$  die Kreisfrequenz ist

$$f_a = \frac{1}{T} = \text{Abtastfrequenz}$$

$\Omega =$  Normierte Kreisfrequenz

Dann die Signalantwort  $y(k)$  an diese Eingangssignal  $x(k)$  ist :

$$y(k) = h(k) \otimes x(k) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} h(i)x(k-i) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} h(i)e^{j\Omega(k-i)} = e^{j\Omega k} \cdot \sum_{i=-\infty}^{+\infty} h(i)e^{-j\Omega i}$$

$$y(k) = \underbrace{x(k)}_{\text{Frequenz}} \cdot \underbrace{\sum_{i=-\infty}^{+\infty} h(i)e^{-j\Omega i}}_{\text{Amplitude + Phase}}$$

Definieren wir jetzt die *Frequenzgang des Systems* :  $H(e^{j\Omega}) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h(k)e^{-j\Omega k}$

Da die Impulsantwort  $h(k)$  des systems als reel vorausgesetzt wurde, ist der Amplitudengang ein gerade, die Phase eine ungerade Funktion bezüglich  $\Omega = 0$ . Diese Symmetrieeigenschaften der Fourier-

Transformation kann man zur Reduzierung des Rechenaufwandes ausnutzen, indem man die Fourier-transformierte nur im Intervall  $0 \leq \Omega \leq \pi$  berechnet und darüberhinaus geeignet fortsetzt.

Weil der Frequenzgang  $H(e^{j\Omega}) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h(k)e^{-j\Omega k}$  eines diskreten Systems Periodisch  $e^{j(\Omega \pm 2\pi m)k} = e^{-j\Omega k}$  ist, läßt er sich als Fourier-reihe darstellen mit als Koeffizienten

$$h(k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} H(e^{j\Omega}) e^{j\Omega k} d\Omega$$

und als Spektrum  $X(e^{j\Omega}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)e^{-j\Omega k}$  oder

$$x(k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\Omega}) e^{j\Omega k} d\Omega$$

Die Zeitdiskrete Fourier-Transformierte  $X(e^{j\Omega})$  eines diskreten Signals ist periodisch und kontinuierlich.

Setzen wir jetzt  $x(k) = e^{j\Omega k}$  d.h.

$$y(k) = h(k) \otimes x(k) = h(k) \otimes e^{j\Omega k} = x(k) \cdot \sum_{i=-\infty}^{+\infty} h(i)e^{-j\Omega i} = x(k) \cdot H(e^{j\Omega})$$

mit  $x(k) = e^{j\Omega k}$  bekommen wir

$$y(k) = e^{j\Omega k} \cdot H(e^{j\Omega})$$

$$\text{Setzen wir jetzt } x(k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\Omega}) e^{j\Omega k} d\Omega$$

$$y(k) = h(k) \otimes \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} X(e^{j\Omega}) e^{j\Omega k} d\Omega$$

$$y(k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\Omega}) [e^{j\Omega k} \otimes h(k)] d\Omega$$

$$y(k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\Omega}) e^{j\Omega k} \cdot H(e^{j\Omega}) d\Omega$$

$$y(k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\Omega}) H(e^{j\Omega}) e^{j\Omega k} d\Omega$$

d.h. Faltung in Frequenzbereich

$$y(k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} Y(e^{j\Omega}) e^{j\Omega k} d\Omega \text{ mit } Y(e^{j\Omega}) = X(e^{j\Omega}) H(e^{j\Omega})$$

### Kontinuierlicherer Signale und Systemen in Frequenzbereich

Diskrete Signale  $x(k)$  erhält man u.a. durch Abtastung kontinuierlicher Signal  $x_K(t)$  mit der Abtastfrequenz  $f_A = 1/T$ . Für ein kontinuierlicher Signal haben wir dann :

$$X_K(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x_K(t) e^{-j\omega t} dt$$

$$x_K(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X_K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

und für  $t=kT$  geht  $x_K(t)$  in das diskrete Signal  $x(k)$  über und das Integral läßt sich in eine Summe von Integralen über Teilintervalle der Breite  $2\pi/T$  zerlegen :

$$x(k) = x_K(kT) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X_K(j\omega) e^{j\omega T k} d\omega = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \int_{-\pi+2\pi i/T}^{+\pi+2\pi i/T} X_K(j\omega) e^{j\omega T k} d\omega$$

mit  $\omega' := \omega - \frac{2\pi i}{T}$  und  $e^{j2\pi i k} = 1$  für ganzzahlige  $i, k$  gilt:

$$x(k) = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \int_{-\pi}^{\pi} X_K \left( j \left( \omega' + \frac{2\pi i}{T} \right) \right) e^{j\omega' T k} e^{j2\pi i k} d\omega'$$

$$x(k) = \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left[ \frac{1}{T} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} X_K \left( j \left( \omega' + \frac{2\pi i}{T} \right) \right) \right] e^{j\omega' T k} d\omega'$$

Aus  $\omega' = \Omega/T$  und damit  $d\omega' = d\Omega/T$  folgt :

$$x(k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} \left[ \frac{1}{T} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} X_K \left( j \left( \frac{\Omega + 2\pi i}{T} \right) \right) \right] e^{j\Omega k} d\Omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\Omega}) e^{j\Omega k} d\Omega$$

Die Spektren  $X_K(j\omega) = X_K\left(\frac{j\Omega}{T}\right)$  kontinuierlicher und  $X(e^{j\Omega})$  diskreter Signale sind demnach durch die Bezeichnung

$$X(e^{j\Omega}) = \frac{1}{T} \sum_{i=-\infty}^{\infty} X_K \left( j \left( \frac{\Omega + 2\pi i}{T} \right) \right)$$

über die normierte Kreisfrequenz  $\Omega$  bzw. durch

$$X(e^{j\omega T}) = \frac{1}{T} \sum_{i=-\infty}^{\infty} X_K \left( j \left( \omega + \frac{2\pi i}{T} \right) \right)$$

über die unnormierte Kreisfrequenz  $\omega$  miteinander verknüpft. Das Spektrum Diskreter Signale ist die Überlagerung gegeneinander versetzter, periodisch fortgesetzter und normierter Spektren der zugehörigen kontinuierlichen Signale.

### Zusammenfassung

Beide Spektren im Intervall  $|\omega| \leq \pi/T$  übereinstimmen, wenn das Abtasttheorem erfüllt ist, d.h. :

- $X_K(j\omega)$  muß bandbegrenzt sein, also im Frequenzbereich  $|\omega| \geq \omega_{\max}$  identisch verschwinden
- die Abtastfrequenz  $\omega_A = 2\pi f_A = 2\pi/T$  muß mindestens doppelt so groß wie die maximale Frequenz  $\omega_{\max}$  von  $X_K(j\omega)$  gewählt werden.

Sind diese Voraussetzung nicht erfüllt, so überlappen sich die Teilspektren  $X_K[j(\omega + 2\pi i/T)]$ , was im Englischen als „aliasing“ bezeichnet wird, und das kontinuierliche Signal läßt sich nicht mehr aus dem diskreten rekonstruieren.



Abb.

Ein praktische Signalverarbeitungssystem besteht aus (s. Abb.) ein Tiefpassfilter mit Grenzfrequenz  $f_0$  zur Bandbegrenzung des analogen Eingangssignals  $x_k(t)$ , sofern das Signal nicht von vornherein bandbegrenzt ist. Man bezeichnet diesen Tiefpaß auch als „*Anti-aliasing-Filter*“. Damit der bandbegrenzende Tiefpaß keine zu steile Flanke zwischen Durchlaß- und Sperrbereich aufweisen muß, wählt man in Praxis für  $f_A$  einen Wert, der bis zum Fünffachen der *3dB*-Grenzfrequenz des Tiefpasses betragen kann. Der Tiefpaß (siehe D/A-Wandler) mit der Grenzfrequenz  $f_0$  dient zur Interpolation, so daß das zeitkontinuierliche Signal  $y_k(t)$  entsteht.

### LTI System :

- Die theoretische Reaktion des LTI Systems aus den  $\delta$ -Impuls wird *Impulsantwort* genannt.

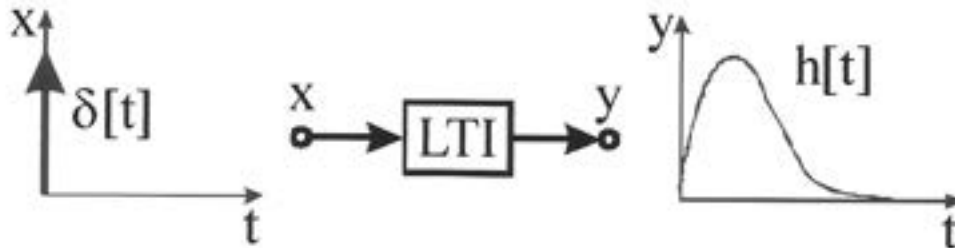


Abb.

- Das LTI-System reagiert in immer gleicher Weise auf die gleiche Anregung unabhängig von der Zeit.

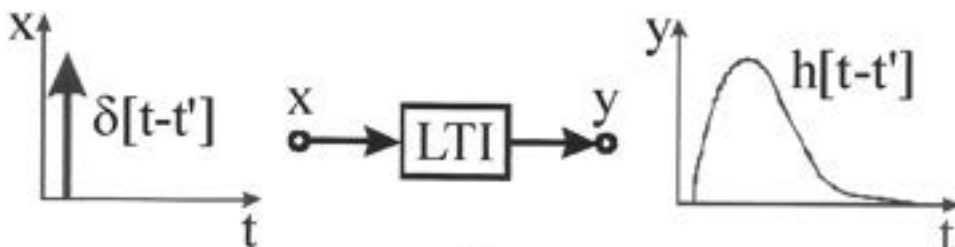


Abb.

- Die eingangsseitige Summierung mehrerer, mit verschiedenen Gewichten  $x[i]\Delta t$  versehener  $\delta$ -Impulse hat am Ausgang die Summe der entsprechend gewichteten Impulsantworten zur Folge.

$$\text{Eingangssignal : } \sum_{i=-\infty}^{i=+\infty} \Delta t \cdot x[i \cdot \Delta t] \cdot \delta[t - i \cdot \Delta t]$$

$$\text{Ausgangssignal : } \sum_{i=-\infty}^{i=+\infty} \Delta t \cdot x[i \cdot \Delta t] \cdot h[t - i \cdot \Delta t]$$

Wenn  $\Delta t \rightarrow 0$  oder wenn immer dichter auftreten der  $\delta$ -Impuls in gleichen, nach null gehender Abstand  $\Delta t$ , ergibt sich :

$$\text{Eingangssignal : } \int_{-\infty}^{+\infty} x[t'] \cdot \delta[t - t'] \cdot dt' = x[t]$$

$$\text{Ausgangssignal : } \int_{-\infty}^{+\infty} x[t'] \cdot h[t - t'] \cdot dt' = x[t] * h[t]$$

**LTI-System erzeugen das Ausgangssignal durch Faltung des Eingangssignals mit Ihrer Impulsantwort.**

- Der Funktionsverlauf eines Signals beim Durchgang ein LTI System verändert sich (*Verzerrung*). Suchen wir ein spezial Signal  $s[t]$ , das sich beim Durchgang ein LTI-System nicht verzerrt, d.h.

$$y[t] = s[t] * h[t] = H \cdot s[t]$$

Geben wir dem Unbekannten Signal einen freien Parameter und lassen wir zu, daß ein Zeitunabhängiger Proportionalitätsfaktor  $H$  auftritt, der ebenfalls von diesem Parameter  $p$  abhängt, d.h.

$$y[t] = s[t, p] * h[t] = \int_{-\infty}^{+\infty} s[t', p] \cdot h[t - t'] \cdot dt' = H[p] \cdot s[t, p]$$

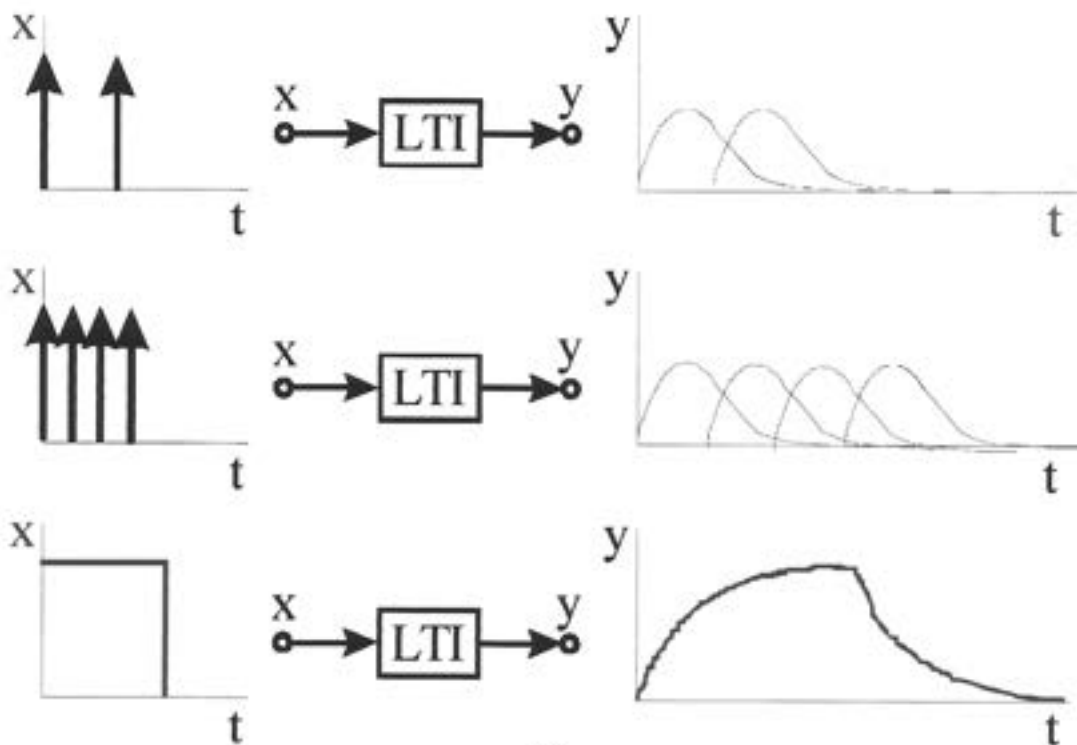


Abb.

Das ist die *Eigenwertgleichung*,  $s[t, p]$  die *Eigenfunktion* und  $H[p]$  die *Eigenwert*.  
Eine bekannte Lösung ist

$$s[t, p] = e^{pt}$$

$$\text{weil } \int_{-\infty}^{+\infty} e^{pt} \cdot h[t-t'] \cdot dt' = e^{pt} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-pt'} \cdot h[t'] \cdot dt' \right\} = e^{pt} \cdot H[p]$$

**Zusammenfassung :**

- Es liegt ein LTI-System vor
- Es gilt  $y = h * x$
- Das System hat die Eigenfunktion  $e^{pt}$ , wobei sich der zu gehörige Eigenwert  $H[p]$  aus der Impulsantwort  $h[t]$  berechnen läßt,  $H[p] = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-pt'} \cdot h[t'] \cdot dt'$  sind gleich bedeutend.

Nur eine diese 3 Aussage notwendig ist, um daß die 2 anderen gelten oder beweist man, daß eine nicht gilt dann ist das kein LTI-System.

### Übertragungsproblem

Ermittlung der Wirkungsfunktion  $y[t]$  eines Systems bei beliebigervorgegebener Ursachenfunktion  $x[t]$ , wenn das betrachte System ein LTI-System ist, dann :

- Die Eigenfunktion ist  $e^{pt}$
- Der Eigenwert  $H[p]$  stellt die Verknüpfung zwischen Eigenfunktionen am Eingang und Ausgang her.

Die Fouriersche Methode der Lösung des Übertragungsproblem besteht aus:

- Ansetzen von freien Parameter  $p$  als rein Imaginär  $p = j\omega$
- das Eingangssignal  $x[t]$  zu zerlegen in eine Summe von gewichteten Eigenfunktionen des Types  $X[\omega] \cdot e^{j\omega t}$
- Jede dieser gewichteten Eigenfunktion mit dem passenden Systemtypischen Eigenwert  $H[\omega]$  zu multiplizieren  $Y[\omega] = H[\omega] \cdot X[\omega]$
- Die so entstandene Menge neubewerteter Eigenfunktion  $Y[\omega] \cdot e^{j\omega t}$  wieder zusammensetzen

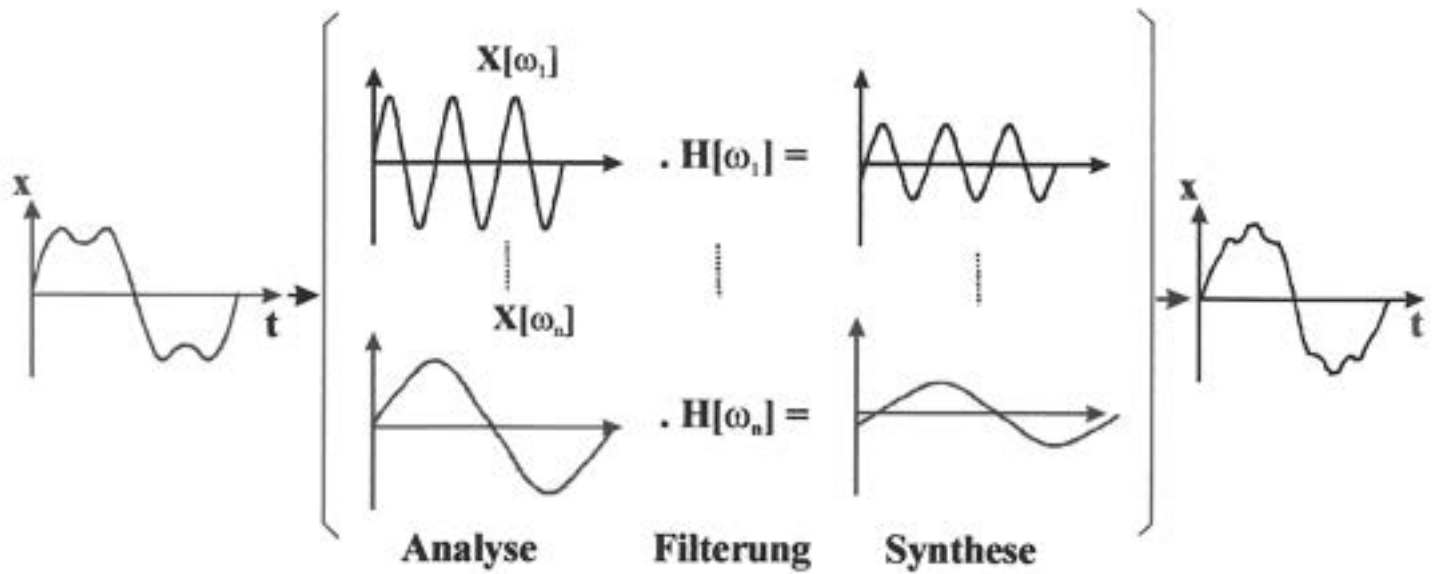


Abb.

**Bemerkung :**

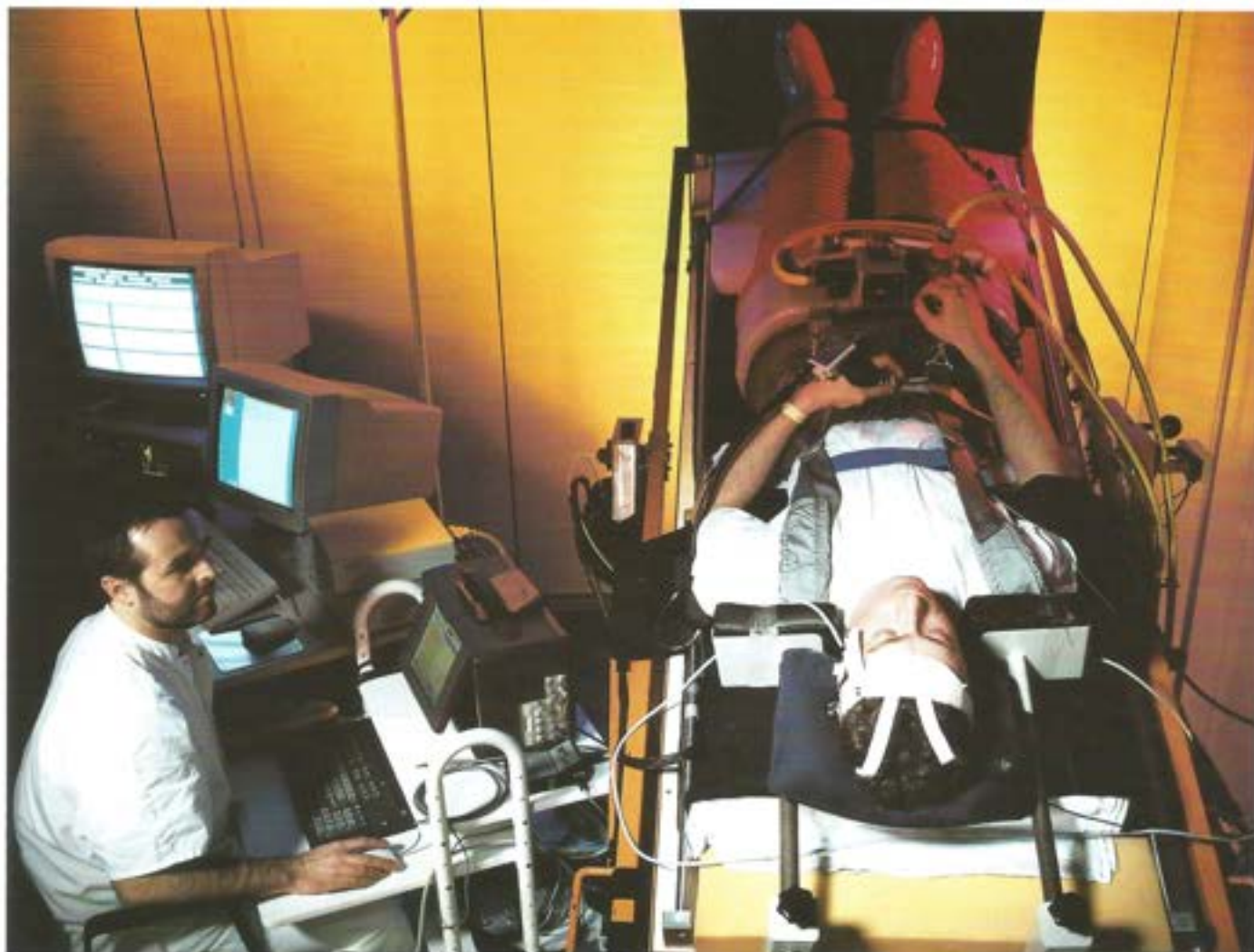
- Signal, die sich in abzählbar viele Sinusschwingungen endlicher Amplituden zerlegen lassen, kommen allerdings kaum vor. Vielmehr findet man bei jeder Frequenz Sinuskomponenten von differenziell kleiner Amplitude, d.h. die Fourier-Zerlegung eines Eigensignals  $x[t]$ .

## Referenz :

1. **Hyperflo - Reference Manual - rev.1.72**  
*PCM Pacific Cyber/Matrix, Inc. 6805 Sierra Court, Dublin CA 94568* 1991
2. **Informationsverarbeitung in einem Herz-Kreislauf-Labor in der Luft- und Raumfahrtmedizin.**  
*A.Diedrich, J.-L. Rome, W. Grüber, J. Drescher*  
RWTH Aachen, Arbeitsgruppe für nicht-Invasive Diagnostik 1995
3. **Heart rate variability during head down tilt and lower body negative pressure in the russian Tschibis.**  
*A. Diedrich, J.Drescher, V. Nalishitij, J. Spatenko, J.-L. Rome, W. Grüber*  
RWTH Aachen, Arbeitsgruppe für nicht-Invasive Diagnostik 1995
4. **Forehead skin microcirculation during table testing and lower body negative pressure**  
*J.Drescher, A. Diedrich, A. Lebedev, J. Spatenko, J.-L. Rome, W. Grüber*  
RWTH Aachen, Arbeitsgruppe für nicht-Invasive Diagnostik 1995
5. **Theorie des systemes lineaires et synthèse des systèmes asservis (Vol. 1, 2)**  
*A.Danthine* 1989  
Presse de l'Université de Liège
6. **Synthèse des systèmes asservis**  
*A.Danthine* 1989  
Presse de l'Université de Liège
7. **Digitale Signalverarbeitung - Filterung und Spektralanalyse**  
*K.D. Kammeyer - K. Kroschel* 1992  
B.G. Teubner Stuttgart - ISBN 3-519-16122-2
8. **Digitale Filter**  
*W. Hess* 1993  
B.G. Teubner Stuttgart - ISBN 3-519-16121-4
9. **Signalverarbeitung**  
*E. Schröfer* 1992  
Carl Hanser Verlag München Wien - ISBN 3-446-16563-0
10. **Signalanalyse - Grundlagen und Mathematische Verfahren**  
*W. Bachmann* 1992  
Friedr. Vieweg Verlag Braunschweig / Wiesbaden - ISBN 3-528-04912-X

# DAS FRÜHWARNSYSTEM

Beim Kreislauf-Kollaps ist der Notarzt schon unterwegs



In Schwerelosigkeit verändert sich der gesamte Flüssigkeitshaushalt des Menschen: Aufrecht auf der Erde stehend befinden sich Blut und Gewebeflüssigkeiten in einer Normalverteilung; fällt der Faktor Schwerkraft weg, sammelt sich übermäßig viel Flüssigkeit in der oberen Körperhälfte an. Bei der Landung spielt sich im Körper der umgekehrte Vorgang ab: Das Blut sackt in die Beine – manchmal bis hin zum Kollaps.

An Bord der russischen Raumstation MIR bereiten sich die Kosmonauten daher mit einem speziellen Trainingsgerät auf die Landung vor: Eine Unterdruckhose zieht förmlich das Blut in die Beine. So gewöhnt sich der Organismus vorab wieder an die Schwerkraft auf der Erde.

Auch im DLR-Institut für Luft- und Raumfahrtmedizin (Köln) befindet sich eine solche „Tschibis-Hose“. Und sie wird auch für erdgebundene Frage- und Problemstellungen genutzt: Denn aus der Kenntnis um das Kreislaufverhalten der Astronauten heraus hat man hier eine Frühdiagnostik entwickelt, die bereits im Vorfeld einen drohenden Zusammenbruch anzeigt. Später einmal sollen in der Anwendung ambulante Risiko-Patienten mit einem miniaturisierten Sensor-System ausgestattet werden, wobei der tragbare Sender in der Klinik Alarm schlagen würde, noch bevor die betreffende Person tatsächlich einen Kollaps erleidet. Bei

besonders gefährdeten Personen sorgt zusätzlich eine Navigationseinheit (GPS) via Satellit dafür, daß der Krankenwagen ohne fremde Hilfe zum Einsatzort findet – also unabhängig davon, ob Zeugen eine Wegbeschreibung geben konnten, oder ob sich der Vorfall fernab etwa während eines Waldspaziergangs ereignete.

**Abb.:** Ein Proband in der „Tschibis-Hose“.

**Das Flugprogramm** der Mission MIR '97 besteht aus 27 Experimenten der Disziplinen:

- Lebenswissenschaft (11)
- Materialwissenschaft (6)
- Technologieforschung (2)
- Betriebstechnische Erprobung (8)

Begleitend dazu gibt es 11 Bodensexperimente, welche medizinische Vor- und Nachfluguntersuchungen und Telemedizin (medizinische Fernuntersuchung) betreffen.

Die wissenschaftliche Projektleitung (WPF) koordiniert das Experimentalprogramm für MIR '97. Schwerpunkt der wissenschaftlichen Arbeiten sind humanphysiologische Untersuchungen. Von besonderem Interesse ist dabei der Einfluß der Weltraumbedingungen auf das Herz-Kreislaufsystem, die hormonelle Regulation des Körpers und dessen Stoffwechselprozesse sowie das Muskel- und Skelettsystem. Herzstück der humanphysiologischen Untersuchungen ist die neu entwickelte medizinische Kompaktanlage MEDEX.

Die materialwissenschaftlichen Experimente befassen sich mit Fragen des Kristallwachstums von Halbleiterwerkstoffen, der Keimbildung in Gläsern, Untersuchungen an nicht mischbaren Gleitlagermetallen sowie fluidphysikalischen Messungen am kritischen Punkt. Sie decken in diesem Bereich grundlagen- und anwendungsorientierte Fragen ab.

Experimente zur Bestimmung der Atemluftkomponenten und zur Messung der Restbeschleunigung – Güte der Schwerelosigkeit – an Bord der MIR-Station stammen aus dem Bereich der Technologieforschung.

Durch betriebstechnische Erprobungen, wie Teletraining und Teleoperations, erlangt die Nutzergemeinde während der Mission MIR '97 weitere praktische Fähigkeiten für den zukünftigen Betrieb der internationalen Raumstation als Forschungslabor.

**Программа полета МИР-97** состоит из 27 экспериментов по следующим направлениям:

- наука о жизнедеятельности (11)
- материаловедение (6)
- технологии (2)
- эксплуатационно-технические эксперименты (8)

Kроме того, имеется 11 сопроводительных наземных экспериментов, касающихся пред- и послеполетных медицинских проверок и телемедицины (дистанционное медицинское обследование).

Научное руководство проектом (WPF) координирует экспериментальную программу для МИР-97. Основная задача научных работ концентрируется на физиологическом исследовании человека. Особый интерес вызывают исследования влияния космических условий на сердечно-сосудистую систему, гормональную →

Trainingschuhe für Belastungsproben auf dem für Weltraumbedingungen entwickelten Fahrradergometer. (Experiment W08)



→ регуляцию и обмен веществ, а также мышечную и скелетную систему. Ядром физиологических исследований человека является новая разработанная аппаратура MEDEX.

Материаловедческие эксперименты охватывают вопросы роста кристаллов полупроводников, образование затравки в стеклах, исследования с несмешиваемыми подшипниковыми сплавами, а также жидкостные физические измерения в критических точках.

В области технологии - это эксперимент по определению компонентов вдыхаемого воздуха и по измерению остаточного ускорения - качество невесомости - на борту станции МИР.

Эксплуатационно-технические испытания, как телетренировка и телеоперации, особенно интересны для последующей эксплуатации международной орбитальной станции.

Наряду с научными целями эксперименты обеспечивают пользователям возможность приобрести опыт и подготовку при использовании возможностей постоянно пилотируемой орбитальной станции для работы. Возможности исследования в космических условиях, которые предлагает будущая орбитальная станция, должны быть полностью использованы постановщиками экспериментов.

Im folgenden sind die einzelnen Experimente kurz erläutert:  
Далее кратко поясняются отдельные эксперименты:

**FLUGPROGRAMM**

**Lebenswissenschaft / Науки о жизнедеятельности**

Abkürzung	Experimentator	Kurzbeschreibung
<b>MKR</b>	<b>Baisch</b> DLR Köln	<b>Kreislaufregulationen / Регуляция кровообращения</b> Herz-Kreislaufregulationen unter Schwerelosigkeit und nach Rückkehr zur normalen Schwerkraft: Beteiligung von Volumen-, Druck- und Kraftänderungen an der Modulation neurovegetativer Funktionen
<b>MOB</b>	<b>Drescher</b> RWTH Aachen	<b>Orthostatische Belastung / Ортостатическая нагрузка</b> Variabilität der Herzfrequenz und Mikrozirkulation der Haut beim Menschen unter orthostatischer Belastung bei Schwerelosigkeit
<b>MMD</b>	<b>Essfeld</b> DSH Köln	<b>Muskeldurchblutung / Кровоснабжение мышц</b> Langzeiteffekte der Schwerelosigkeit auf die Durchblutungssteuerung bei Wadenmuskeln unter Belastung
<b>MKF</b>	<b>Arbeille</b> CNES Uni Tours	<b>Kreislauffunktionen / Функции кровоснабжения</b> Untersuchungen zu Herzfunktionen, zum peripheren und zentralen arteriellen Kreislauf unter Ruhe und Quantifizierung von Herzkreislaufveränderungen im Flug bei Einsatz von LBNP (Lower Body Negative Pressure)
<b>KFL</b>	<b>Drummer</b> DLR Köln	<b>Flüssigkeitshaushalt / Содержание жидкости</b> Körperflüssigkeit und Natriumhaushalt unter Schwerelosigkeit →