1. **H(z) von FIR Filter vom Grad 2. Wie viele Pol/Null Stellen? Wie berechnet man diese?**
    a. Grad 2, also 2 Nullstellen und eine doppelte Polstelle im Ursprung

2. **FIR Strukturen**
    a. Transversalstrukturen
        i. 1. Direktform
        ii. Transponierte Direktform
    b. Kaskadenstruktur: H(z) wird mit einer Kaskade aus FIR-Filtern 1. Und 2. Grades erreicht
    c. Kreuzglied/Lattice Struktur: H(z) wird mit einer Kreuzgliedstruktur erreicht

3. **Allg. FIR vom Grad G. Wie viele Multiplizierer?**
    a. G+1 Multiplizierer

4. **Entwurfsmethoden Linearphasige FIR Filter?**
    a. Herleitung der Filterstruktur mit einem nichtkausalen Prototyp
        i. Typ 1: gerade Symmetrie, N ungerade
            1. Reeller und gerader Amplitudenfrequenzgang mit der Periode 2π
        ii. Typ 2: gerade Symmetrie, N gerade
            1. Reeller und gerader Amplitudenfrequenzgang mit der Periode 4π
            2. Amplitudenfrequenzgang hat Nullstelle bei Ω = π, daher ist mit diesem Prototyp kein Hochpass möglich
        iii. Typ 3: ungerade Symmetrie, N ungerade
            1. Amplitudenfrequenzgang ungerade und imaginär mit der Periode 2π
            2. Amplitudenfrequenzgang hat Nullstellen bei Ω = 0 und Ω = π, daher ist mit diesem Prototyp weder ein Hochpass noch ein Tiefpass möglich
        iv. Typ 2: ungerade Symmetrie, N gerade
            1. Amplitudenfrequenzganz ungerade und imaginär mit der Periode 4π
            2. Nullstelle bei Ω = π, daher ist mit diesem Prototyp kein Hochpass möglich
    b. Anschließendes Verschieben der Impulsantwort um (N-1)/2 bei gerader Koeffizientenanzahl und um (N-1)/2+1/2 für ungerade Koeffizientenanzahl liefert kausalen Filter. Alle Impulsantworten kommen so in ein ganzzahliges Raster.
    c. Die Frequenzgänge der kausalen Filter sind periodisch mit der Periode von 2π
    d. Jeder Vorzeichenwechsel von $A(e^{j\Omega})$ resultiert in einem Phasensprung von π. Da $A(e^{j\Omega})$ in diesem Punkt allerdings einen Nulldurchgang hat, spielt das keine Rolle
    e. Entwurf mit dem quadratischen Fehler
        i. Approximation des Wunschfrequenzgangs, Minimierung des quadratischen Fehlers
    f. Entwurf mit der Remez Methode (gleichmäßige Approximation)
        i. Approximation an gewünschte Übertragungsfunktion, so dass die maximale Abweichung von $A(e^{j\Omega})$ vom Wunschfrequenzgang $A_d(e^{j\Omega})$ bei gegebener Filterlänge N minimal wird (Minimax-Problem).
    g. Entwurf durch Frequenzabtastung
        i. Gegeben: Wunschfrequenzgang und der Grad N-1
        ii. Bestimmung der Werte $A_d(e^{j*\frac{2\pi k}{N}})$, daraus Berechnung der IDFT, durch Umsortieren von $a_{IDFT}[n]$ erhält man a[n]

5. **Problem beim Quadratischen Fehler? Wie umgehen?**
    a. Vorgabe eine Wunschfrequenzgangs und der Länge des Filters N
    b. Minimieren des quadratischen Fehlers zwischen dem Wunschfrequenzgang und dem des nullphasigen Prototyps
    c. Zeitliche Verschiebung um (N-1)/2 liefert kausalen Filter
    d. Problem: Gibb'sches Phänomen → Überschwinger bei Sprungstellen im Amplitudenfrequenzgang (ca. 9%); falls Toleranzschema das nicht erlaubt kann diese Entwurfsmethode nicht angewendet werden
    e. Lösung: Entweder endlich steile Filterflanken nutzen, um Gibb'sches Phänomen zu minimieren oder einen „Don't Care" Bereich für die Filterflanken definieren

6. **Entwurf mit Fensterung?**
    a. Multiplizieren der um (N-1)/2 verschobenen Impulsantwort des idealen Tiefpasses mit einer Fensterfunktion (Faltung im Frequenzbereich!) um einen weicheren Verlauf des Frequenzgangs zu erreichen

7. **Entwurf mit Frequenzabtastung?**
    a. Gegeben: Wunschfrequenzgang und der Grad N-1
    b. Bestimmung der Werte $A_d(e^{j*\frac{2\pi k}{N}})$, daraus Berechnung der IDFT, durch Umsortieren von $a_{IDFT}[n]$ erhält man a[n]

8. **Was macht Hilbert Filter**
    a. Hilbert Transformator macht eine Phasendrehung um 90° bzw. $\pi/2$ zwischen Ein- und Ausgangssignal
    b. Filter hat ungerade Symmetrie und eine nichtkausale, unendliche Impulsantwort
    c. $A_H(e^{j\Omega})\begin{cases}-j; & 0 \le \Omega \le \pi \\ j; & -\pi \le \Omega < 0\end{cases}$, $\quad a_H[n] = \begin{cases}\frac{2}{\pi}\frac{\sin^2(\frac{\pi n}{2})}{n}, n \neq 0 \\ 0, \ n = 0\end{cases}$

9. **Vorteile/Nachteile FIR gegenüber IIR**
    a. FIR ist immer stabil (N-1 fache Polstelle im Nullpunkt)
    b. FIR leichter zu berechnen und zu realisieren
    c. IIR Filter können durch Polstellen eine besser Filtergüte erreichen (steilere Flanken)

10. **Unterschied IIR/FIR bei Betrachtung der Differenzen Gleichung?**
    a. Da FIR Filter ein i.A. nicht-rekursives Filter ist, treten bei ihm keine y[n] Werte in der Differenzengleichung auf.

11. **Strukturen IIR?**
    a. 1. Und 2. Direktform: Ableiten der Filterstruktur direkt aus der Impulsantwort
        i. 1. Direktform braucht mehr Verzögerer $(N_b - 1) + (N_a - 1) > N - 1$ wobei
        N_a: Anzahl an Verzögerern für das Nennerpolynom der Differenzengleichung
        N_b: Anzahl an Verzögerern für das Zählerpolynom der Differenzengleichung
        ii. 2. Normalform benötigt nur (N-1) Verzögerer
    b. Transponierte Direktformen: Vertauschen der Zweigrichtungen, von Ein- und Ausgang, sowie der Additions- und Verzweigungsknoten
    c. Kreuzglied/Lattice-Ladder Struktur

d. Kaskadenstruktur: Reihenschaltung von IIR-Filtern 1. und 2. Grades, unterschiedliche Realisierung durch Zusammenfassen verschiedener Pol- und Nullstellenkonstellationen und Permutation der Reihenfolge der Teilfilter
e. Parallelstruktur

12. Entwurf mit Impulsinvarianter Transformation?

a. $h[n] = T_A * h_a(n * T_A)$, Abtasten der Impulsantwort liefert h[n], durch Abtastung kann es zu Aliasing kommen, deswegen zusätzliche Forderung an Frequenzgang:

$$|H_a(j\omega)| \cong 0 \text{ für } w \geq \frac{\omega_A}{2}$$

13. Was ist ein Allpass?

a. Alle Frequenzanteile werden ungedämpft durchgelassen

14. Wo liegen die Pol und Nullstellen beim Allpass?

a. Alle Pole eines stabilen Allpass liegen im Einheitskreis
b. Um die Allpassbedingung zu erfüllen, müssen alle Polstellen durch eine Nullstelle abgedeckt sein (trivialer Fall) oder eine Nullstelle spiegelsymmetrisch zum Einheitskreis besitzen: $z_{0,k} = {}^{1}/_{z^*_{\infty,k}}$
c. Sind alle Koeffizienten reell, so treten komplexe Pol- und Nullstellen immer konjugiert Komplex auf

15. Quantisierung mit 3 Nachkommabit. In welchem Intervall ist der Fehler?

a. Bei Quantisierung durch Abschneiden:
ZK: (-q, 0];
VB: (-q, q).
b. Bei Quantisierung durch Runden:
Bei beiden Codierungen $(-\frac{q}{2}, \frac{q}{2})$
Mit $q = 2^{-B} = \frac{1}{8}$ (B ist Bit-Länge)

16. Erwartungswert des Fehlers beim Runden?

a. μ=...=0

17. Erwartungswert des Fehlerquadrats beim Runden?

a. $\mathbf{E[e_r^2] = {}^{q^2}/_{12}}$

18. Was entspricht der Erwartungswert des Fehlerquadrats bei ergodischen Prozessen (→ Signalleistung) Negative Effekte durch endliche Genauigkeit Warum ist Überlauf schlimmer als z.B. Rundungsrauschen Welche Skalierungsarten?

a. Negative Effekte:
   i. Pollagenverschiebung (kann u.U. zu Instabilität des Filters führen) und Nullstellen nur an endlich möglichen Plätzen auf z-Ebene
b. Überlauf liegt im Bereich des MSB (Most Significant Bit), Rundungsrauschen ist eher im Bereich des LSB (Least Significant Bit)

19. Unterschiede Skalierungsarten, ist sie immer sicher?

a. Absolute Skalierung: immer sicher, Skalierung auf den Maximalwert der Impulsantwort

$$\mathbf{s = 1 \Big/ \max_i \sum_{k=0}^{\infty} |h_i[k]|}$$

➔ s wird sehr klein, dadurch starke Verkleinerung des SNR

b. L_∞- Norm: nicht zu 100% sicher, nur für sinusförmige Eingangssignale mit $|x[n]| \leq 1$. Skalierung auf das Maximum der L_∞-Norm (Abschätzung für den schlechtesten Fall.

$$\mathbf{s = 1 \Big/ \max_i \|H_i(e^{j\Omega})\|_\infty}$$

→ s ist größer gleich der absoluten Skalierung, daher hat die L_∞-Normierung einen besseren Dynamikbereich als die absolute Skalierung

c. L_2 - Norm: Nur sicher, wenn die Signalenergie des Eingangssignal auf 1 skaliert ist

$$\mathbf{s = 1 \Big/ \max_i \|H_i(e^{j\Omega})\|_2}$$

20. Nachteile Absolute Skalierung?

a. s wird sehr klein, deswegen wird der SNR stark verkleinert und somit geht ein großer Dynamikbereich verloren.

21. Ist Abwärtstastung zeitinvariant?

a. Nein, weil je nachdem wie der Phasenversatz der Abtastung ist, sieht das abgetastete Signal komplett anders aus

22. Wie funktioniert die Abtastratenerhöhung?

a. Aufwärtstaster (Interpolator) mit Antiimaging Filter (idealer Tiefpass mit $\Omega_{Gr} = {f_A}/{L}$)

23. Aufwärtstaster um Grad L, was macht er? (→L-1 Nullen einfügen) Funktion Antiimaging Filter im Zeit- und Frequenzbereich?

a. Aufwärtstaster fügt L-1 Nullen zwischen jedem Signalwert ein, Antiimaging Filter filtert im Frequenzbereich die durch das Einfügen der Nullen entstehenden Imagespektren weg. Antiimaging Filter besitzt Verstärkung von L und interpoliert im Zeitbereich das Signal mit sinnvollen Werten

24. Welcher Nachteil wenn erst Antialiasingfilter, dann Abwärtstastung?

a. Wenn man erst Filtert und dann abwärts tastet, hat man eine hohen Rechenaufwand, da viele Signale im Zeitbereich multipliziert werden müssen, obwohl diese Werte durch die Abwärtstastung sowieso wegfallen.

25. Aufbau System das 3/2 hochtastet

a. Erst Interpolator, dann Antiimaging Filter, dann Anti Aliasing Filter, dann Dezimator

b. Da Anitiimaging und Antialiasing Filter beides Tiefpässe sind, können sie zusammengefasst werden. Bandbegrenzend ist in dem Fall der Filter mit der niedrigeren Grenzfrequenz (hier: Antiimaging Filter), bei Wegfall des Antiimaging Filters muss man auf die Verstärkung achten.

26. Bestimmen Sie aus einer bekannten Impulsantwort eines FIR-Filters die Systemfunktion

27. Wie viele Nullstellen hat das Filter aus 1.?

a. N-1

28. Was bedeutet „Stabilität“ bei einem Filter?

a. Wenn das Eingangssignal endlich groß ist, ist auch das Ausgangssignal endlich groß

$$\textbf{Wenn } |\mathbf{x}[\mathbf{n}]| < \infty, \textbf{dann auch } |\mathbf{y}[\mathbf{n}]| < \infty$$

29. Welche Strukturen zum Entwurf von FIR-Filtern sind aus der Vorlesung bekannt?

a. Transversalstrukturen:
   - **i.** Direktform: Ableitung der Filterstruktur direkt aus der Impulsantwort
   - **ii.** Transponierte Direktform: Vertauschen der Zweigrichtungen, von Ein- und Ausgang, sowie der Additions- und Verzweigungsknoten

b. Kaskadenstruktur: Reihenschaltung aus FIR-Filtern 1. und 2. Grades

c. Kreuzglied/Lattice-Struktur

30. Wie entwirft man ein linearphasiges FIR Filter (Entwurfsmethoden?)

a. Herleitung der Filterstruktur mit einem nichtkausalen Prototyp
   i. Typ 1: gerade Symmetrie, N ungerade
      1. Reeller und gerader Amplitudenfrequenzgang mit der Periode 2π
   ii. Typ 2: gerade Symmetrie, N gerade
      1. Reeller und gerader Amplitudenfrequenzgang mit der Periode 4π
      2. Amplitudenfrequenzgang hat Nullstelle bei Ω = π, daher ist mit diesem Prototyp kein Hochpass möglich
   iii. Typ 3: ungerade Symmetrie, N ungerade
      1. Amplitudenfrequenzgang ungerade und imaginär mit der Periode 2π
      2. Amplitudenfrequenzgang hat Nullstellen bei Ω = 0 und Ω = π, daher ist mit diesem Prototyp weder ein Hochpass noch ein Tiefpass möglich
   iv. Typ 2: ungerade Symmetrie, N gerade
      1. Amplitudenfrequenzganz ungerade und imaginär mit der Periode 4π
      2. Nullstelle bei Ω = π, daher ist mit diesem Prototyp kein Hochpass möglich

b. Anschließendes Verschieben der Impulsantwort um (N-1)/2 bei gerader Koeffizientenanzahl und um (N-1)/2+1/2 für ungerade Koeffizientenanzahl liefert kausalen Filter. Alle Impulsantworten kommen so in ein ganzzahliges Raster.

c. Die Frequenzgänge der kausalen Filter sind periodisch mit der Periode von 2π

d. Jeder Vorzeichenwechsel von $A(e^{j\Omega})$ resultiert in einem Phasensprung von π. Da $A(e^{j\Omega})$ in diesem Punkt allerdings einen Nulldurchgang hat, spielt das keine Rolle

31. Wie funktioniert der Entwurf mit dem kleinsten quadratischen Fehler?

a. Vorgabe eine Wunschfrequenzgangs und der Länge des Filters N

b. Minimieren des quadratischen Fehlers zwischen dem Wunschfrequenzgang und dem des nullphasigen Prototyps

c. Zeitliche Verschiebung um (N-1)/2 liefert kausalen Filter

32. Welches Problem tritt beim Entwurf eines idealen Tiefpasses mit kleinstem quadratischem Fehler auf? (→ Gibb'sches Phänomen)

a. Problem: Gibb'sches Phänomen → Überschwinger bei Sprungstellen im Amplitudenfrequenzgang (ca. 9%); falls Toleranzschema das nicht erlaubt kann diese Entwurfsmethode nicht angewendet werden

b. Lösung: Entweder endlich steile Filterflanken nutzen, um Gibb'sches Phänomen zu minimieren oder einen „Don't Care" Bereich für die Filterflanken definieren

33. Was ist ein Halbbandfilter?

a. Bei einem Halbbandfilter ist jeder zweite Wert der Impulsantwort 0.

$$\mathrm{h}[0] = \frac{1}{2};\ \mathrm{h}[2\mathrm{n}] = 0$$

b. Die Grenzfrequenz ist im Vergleich zu einem Vollbandfilter halbiert, d.h. $\Omega_{\mathrm{Gr}} = {}^{\pi}/_{2}$

c. Reduzierter Rechenaufwand: Halbbandfilter mit ${}^{(\mathrm{N}+3)}/_{2}$ Multiplikatoren

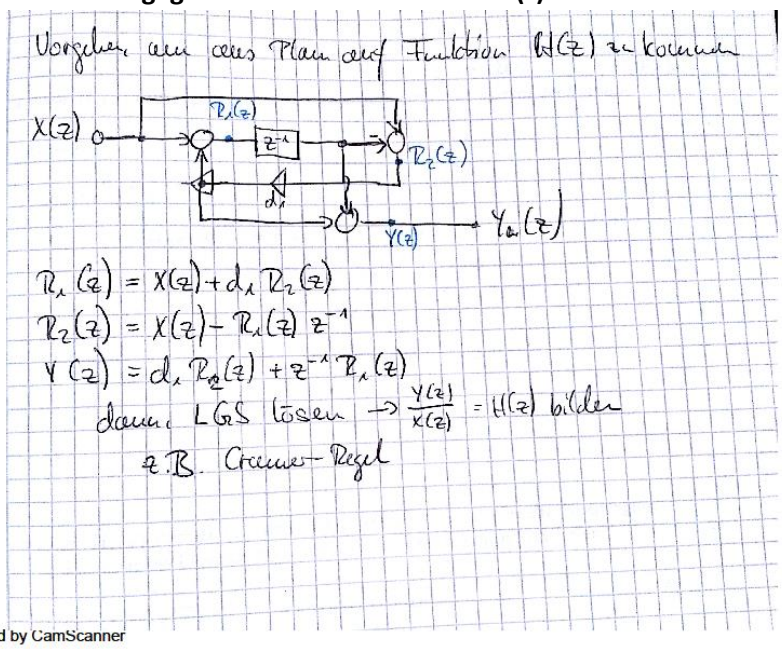
d. Amplitudengang ist Punksymmetrisch bei $\Omega = {}^{\pi}/_{2}$, die Durchlassfrequenz und die Sperrfrequenz liegen symmetrisch zueinander: $\Omega_{\mathrm{D}} = \pi - \Omega_{\mathrm{S}}$

e. Die Welligkeit des Frequenzamplitudengans im Durchlass- und Sperrbereich ist gleich $\delta_{\mathrm{D}} = \delta_{\mathrm{S}}$

34. Welches Problem ergibt sich bei linearphasigen IIR-Filtern? (→ Instabilität)

a. Bei einem linearphasigen Filter müssen die Polstellen auf dem Einheitskreis liegen → Problem bei der Stabilität

35. Wie kann man aus einer gegebenen Filterstruktur auf H(z) zurückkommen?



Scanned by CamScanner

36. Welche Entwurfsmethoden (→ Transformationsmethoden) für IIR-Filter gibt es? Wie geht man beim Entwurf allgemein vor?

a. Typischerweise wird erst ein zeitkontinuierlicher Filter entworfen, der dann mit verschiedenen Verfahren in ein Zeitdiskreten Filter überführt wird.

37. Wie geht der zeitkontinuierlichen Systemfunktion Ha(s) zu H(z)?

a. Bilineare Transformation:
   i. $s = \frac{2}{T_A}\frac{z-1}{z+1}$
      Die Bilineare Transformation führt zu einer Verzerrung der Frequenzachse
   ii. Entwurf:
      1. $\Omega_D,\ \Omega_S, \alpha_{D,}\alpha_{S,}T_A$ festlegen
      2. Frequenzen ausrechnen → $\omega = \frac{2}{T_A}\tan\frac{\Omega}{2}$
      3. Zeitkontinuierlichen Filter entwerfen
      4. Transformation
      5. Filter realisieren

b. Impulsvariante Transformation:
   i. $h[n] = T_A * h_a(n * T_A)$, Abtasten der Impulsantwort liefert h[n], durch Abtastung kann es zu Aliasing kommen, deswegen zusätzliche Forderung an Frequenzgang:

$$|H_a(j\omega)| \cong 0 \text{ für } w \geq \frac{\omega_A}{2}$$

c. Matched z-Transformation:
   i. Pole und Nullstellen werden unabhängig in z-Ebene gebracht

$$H_a(s) = \frac{\prod_{i=1}^{M}(s - s_{0,i})}{\prod_{i=1}^{N}(s - s_{\infty,i})} * H_{a,0}$$

$$\text{mit } z = \exp(s * T_A)$$

$$H(z) = \frac{\prod_{i=1}^{M}(1 - z_{0,i}z^{-1})}{\prod_{i=1}^{M}(1 - z_{\infty,i}z^{-1})} * H_0$$

   ii. Annäherung sowohl im Frequenz-, als auch im Zeitbereich (Kompromiss). Je größer T_A, desto besser die Annäherung

38. Welche Möglichkeiten gibt es, einen Hochpass zu entwerfen?
a. Entwicklung eines Tiefpass, dann Komplementärfilter bauen
b. Entwicklung eines Tiefpass, dann Frequenztransformation

39. Kann man mit einer Impulsinvarianten Transformation einen Hochpass entwerfen?
a. Nein, da bei der impulsinvarianten Transformation Aliasing bei Ω = π auftritt

40. Was ist ein Grenzzyklus?
a. Durch Quantisierung mögliches, periodisches Ausgangssignal für $x[n] = 0, n > n_0$
b. Je größer die Koeffizienten am Einheitskreis liegen, desto größer ist der Effekt

41. Gibt es allgemein FIR-Systeme, die nicht linear sind?
a. Keine Ahnung :/

42. Gibt es instabile FIR-Filter?
a. FIR-Filter sind IMMER stabil, da es nur einen einzigen N-Fachen Pol bei 0 gibt

43. Wie kann man die Quantisierung modellieren?
a. Es wird zu dem eigentlichen Signal ein Fehlersignal e[n] addiert

44. Wie sieht die Quantisierungskennlinie bei einer Zweierkomplement-Kodierung aus?

45. Wodurch kann Überlauf bei Signalen verursacht werden?

a. Durch Addition von zwei Werten, z.B. 0.5+0.65

46. Wie kann Überlauf verhindert werden?

a. Skalierungsmultiplizierer am Eingang des Systems

i. Absolute Skalierung: immer sicher, Skalierung auf den Maximalwert der Impulsantwort

$$\mathbf{s = 1 \Big/ \max_i \sum_{k=0}^{\infty} |h_i[k]|}$$

➔ s wird sehr klein, dadurch starke Verkleinerung des SNR

ii. L_∞- Norm: nicht zu 100% sicher, nur für sinusförmige Eingangssignale mit $|x[n]| \leq 1$. Skalierung auf das Maximum der L_∞-Norm (Abschätzung für den schlechtesten Fall)

$$\mathbf{s = 1 \Big/ \max_i \|H_i(e^{j\Omega})\|_\infty}$$

→ s ist größer gleich der absoluten Skalierung, daher hat die L_∞-Normierung einen besseren Dynamikbereich als die absolute Skalierung

iii. L_2 - Norm: Nur sicher, wenn die Signalenergie des Eingangssignal auf 1 skaliert ist

$$\mathbf{s = 1 \Big/ \max_i \|H_i(e^{j\Omega})\|_2}$$

47. Was ist diskrete Abtastung?

a. Jeder M-te Wert wird übernommen, alle anderen zu 0 gesetzt.

48. Wie verändert sich die Abtastrate eines Signals nach der diskreten Abtastung?

a. Gar nicht. Die Abtastraste des Signals bleibt zunächst gleich. Die Abtastrate wird erst durch einen Antialiasing Filter vermindert.

49. Wie viele Möglichkeiten gibt es, ein Signal diskret abzutasten?

a. M Möglichkeiten, je nachdem wie der Phasenversatz λ gewählt wird

50. Zeichnen Sie die erste Modulationskomponente eines Spektrums?

51. Was ist der Unterschied zwischen diskreter Abtastung und Abwärtstastung? Wie sieht die Abtastfrequenz nach Abwärtstastung aus? (→$\mathbf{f_A / M}$)

a. Abwärtstastung ist diskrete Abtastung mit Eliminierung der Zwischenwerte, dadurch Verringerung der Abtastfrequenz auf f_A / M

52. Wie heißt das Bauteil, dass das Signal aufwärtstastet?

a. Interpolator

53. Wie ist die Grenzfrequenz eines Antiimaging-Filters?

a. Halbe Taktfrequenz von VOR dem Interpolator

54. Welche Möglichkeiten gibt es, um die Abtastrate eines Signals zu erhöhen?

a. Aufwärtstastung
b. Das digitale Signal analogisieren, danach mit der neuen Wunschabtastrate abtasten