

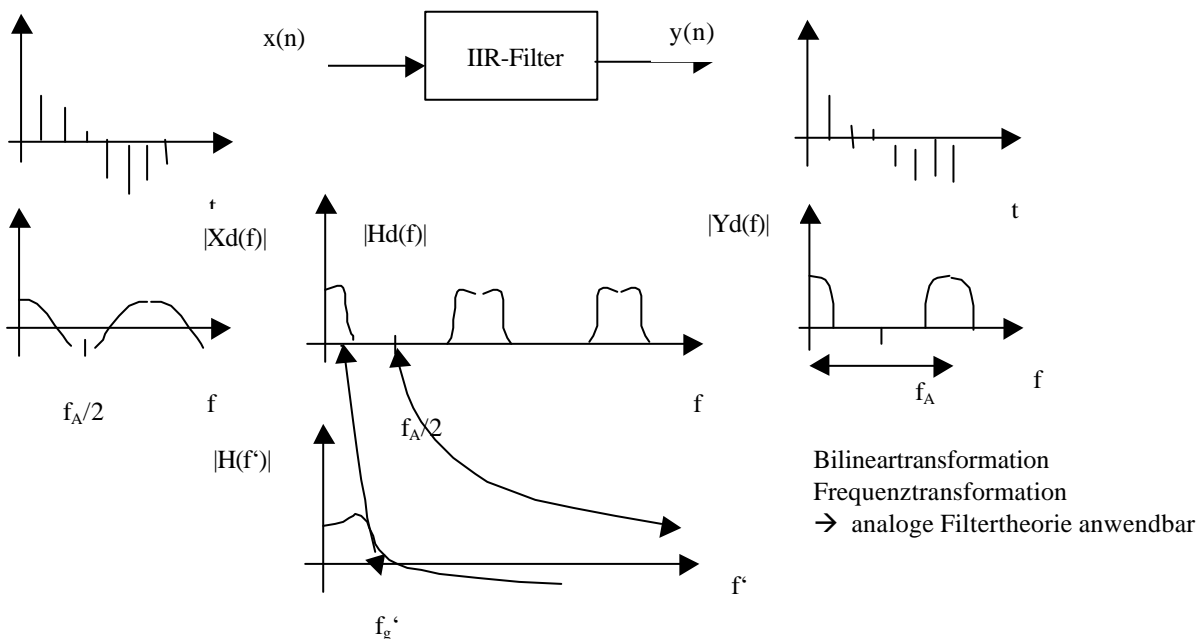
11.8.3 IIR-Filter

Bei Verwendung von rekursiven Methoden zur Berechnung des gefilterten Ausgangssignals aus dem Eingangssignal läßt sich die Rechenzeit wesentlich reduzieren. Durch die dabei eingeführten Rückkopplungen kann es jedoch bei ungeeigneter Dimensionierung zu einem unbegrenzten Aufschaukeln des Ausgangssignals kommen: das Filter wird instabil.

Durch die Einführung von Rückkopplungen ergibt sich eine Übertragungsfunktion, die ganz ähnlich wie die analoger Systeme aufgebaut ist, allerdings mit folgendem wesentlichen Unterschied: Da das System diskret ist, reicht das Basisband-Spektrum des Eingangs- und Ausgangssignal nur bis zur halben Abtastfrequenz und wiederholt sich dann periodisch (mit der Abtastfrequenz). Die Übertragungsfunktion, als Quotient aus dem Spektrum des Ausgangssignals zum Spektrum des Eingangssignals ist somit auch eine periodische Funktion (in der Abtastfrequenz).

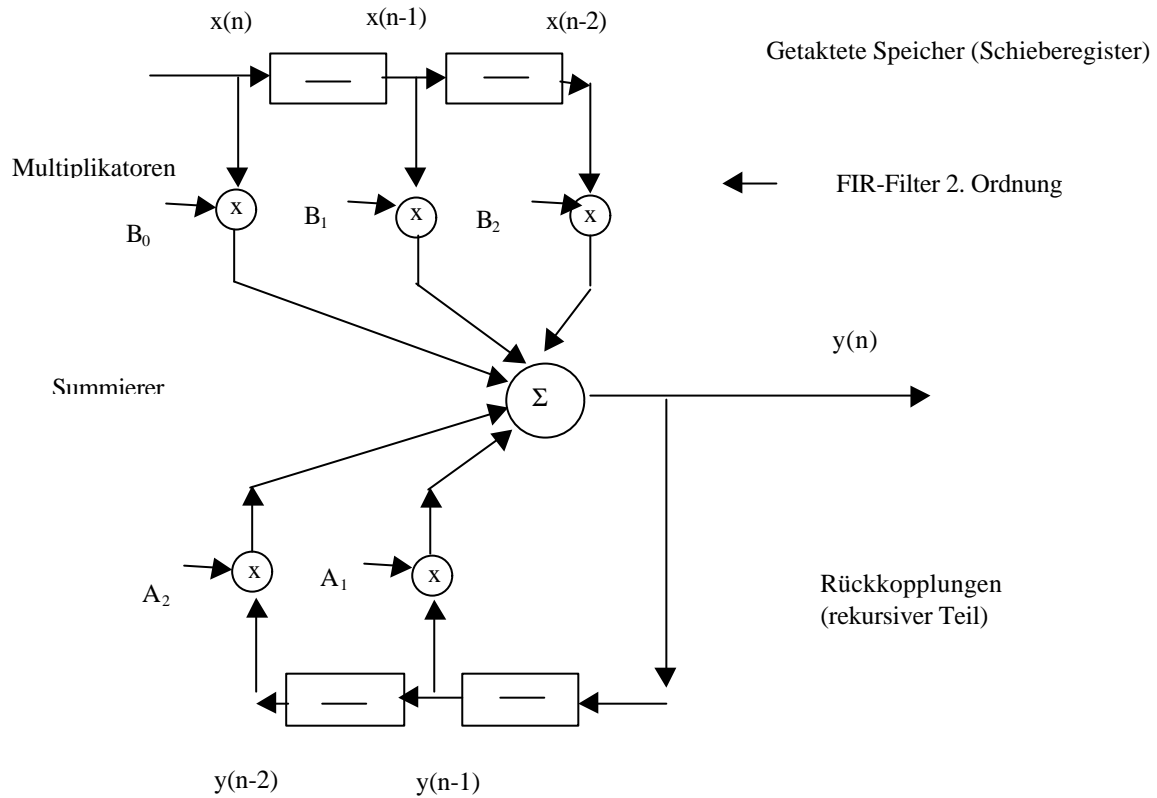
Es gibt verschiedene Methoden zur Filterentwicklung unter diesen Umständen. Dabei muß der Periodizität der Übertragungsfunktion Rechnung getragen werden. Eine Methode zur Entfernung dieser Periodizität ist z.B. die Verwendung der z-Transformation.

Wir behandeln hier die Methode der Bilinear-Transformation. Dabei wird durch eine Frequenztransformation das Basisbandfrequenzintervall des abgetasteten Signals von 0 bis $f_A/2$ auf das Frequenzintervall von 0 bis ∞ abgebildet. Dadurch verschwindet bei der transformierten Übertragungsfunktion die Periodizität. Auf die transformierte Übertragungsfunktion lassen sich somit die besprochenen, für analoge Filter üblichen Entwicklungsverfahren anwenden (konventionelle Filtertheorie) und durch Rücktransformation auf das diskrete Filter übertragen.

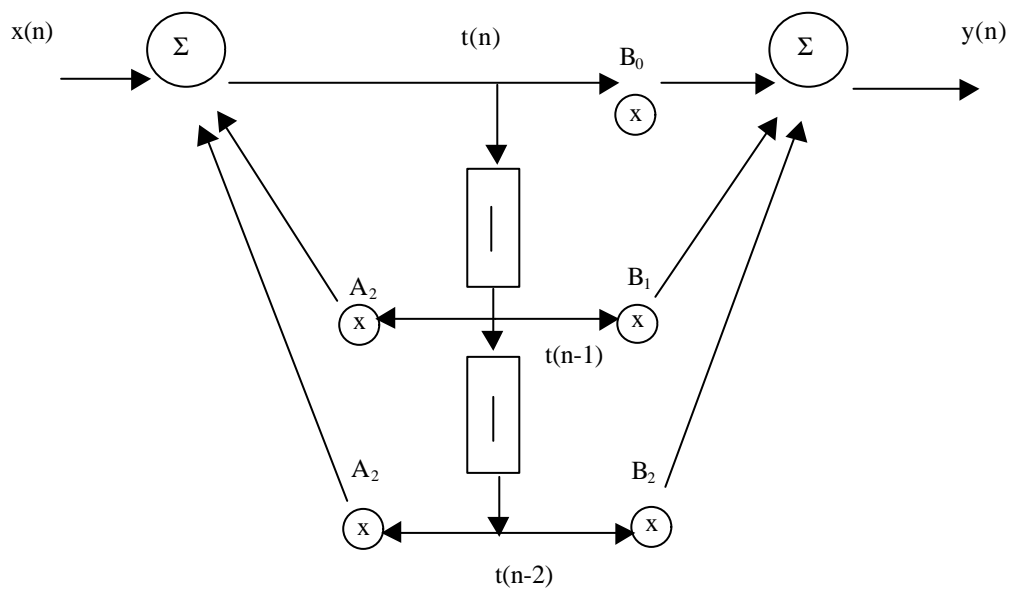


Die Methode wird an einem Filter zweiter Ordnung erläutert. Filter höherer als zweiter Ordnung lassen sich durch Kaskadierung von Filtern zweiter und erster Ordnung aufbauen.

Filter zweiter Ordnung



Durch Umzeichnen erhält man die folgende Form:



Durch Einführen einer Zwischenvariable $t(n)$ können wir die Systemgleichungen aufstellen (Summation der Signale an den beiden Summierern):

$$y(n) = B_0 t(n) + B_1 t(n-1) + B_2 t(n-2)$$

$$t(n) = x(n) + A_1 t(n-1) + A_2 t(n-2) \quad \Rightarrow \quad x(n) = t(n) - A_1 t(n-1) - A_2 t(n-2)$$

Übergang in den Frequenzbereich durch diskrete Fouriertransformation (F.T.D.)

$$s(n) \mapsto S_d(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT_A) \exp(-j2\pi \cdot f \cdot nT_A) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n) \exp(-jn\mathbf{q})$$

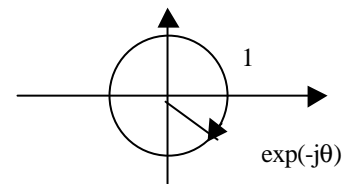
mit der auf die Abtastfrequenz normierten Frequenzvariablen $\mathbf{q} = \omega T_A = 2\pi \cdot \frac{f}{f_A}$

und unter Anwendung des Verschiebungssatzes

$$s(n-1) \mapsto \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n-1) \exp(-jn\mathbf{q}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n-1) \exp(-j(n-1)\mathbf{q}) \exp(-j\mathbf{q}) = \exp(-j\mathbf{q}) S_d(f)$$

$$Y_d = B_0 T_d + B_1 T_d \cdot \exp(-j\omega \cdot T_A) + B_2 T_d \cdot \exp(-j2\omega \cdot T_A)$$

$$X_d = T_d - A_1 T_d \cdot \exp(-j\omega \cdot T_A) - A_2 T_d \cdot \exp(-j2\omega \cdot T_A)$$



Daraus ergibt sich die Übertragungsfunktion

$$H(e^{j\omega T_A}) = \frac{Y_d}{X_d} = \frac{B_0 + B_1 \cdot \exp(-j\omega \cdot T_A) + B_2 \cdot \exp(-j2\omega \cdot T_A)}{1 - A_1 \cdot \exp(-j\omega \cdot T_A) - A_2 \cdot \exp(-j2\omega \cdot T_A)}$$

Da $\exp(-j\omega \cdot T_A)$ eine mit $f_A = 1/T_A$ periodische Funktion ist, ist $H(\exp(-j\omega \cdot T_A))$ ebenfalls eine mit $f_A = 1/T_A$ periodische Funktion.

Übergang zur Laplace-Transformation: (Voraussetzung: Für alle Signale wird gefordert, daß: $s(n) = 0$ für $n < 0$)

$$j\omega \mapsto p = \mathbf{s} + j\omega \tag{11.8-8}$$

$$H(e^{p \cdot T_A}) = \frac{Y_d(p)}{X_d(p)} = \frac{B_0 + B_1 \cdot \exp(-p \cdot T_A) + B_2 \cdot \exp(-2p \cdot T_A)}{1 - A_1 \cdot \exp(-p \cdot T_A) - A_2 \cdot \exp(-2p \cdot T_A)}$$

Bem.: In der Regeltechnik wird zur Beseitigung der Periodizität der komplexen Exponentialfunktion die z-Transformation eingeführt

$p \mapsto z = e^{pT_A}$ Damit ergibt sich die z -Übertragungsfunktion :

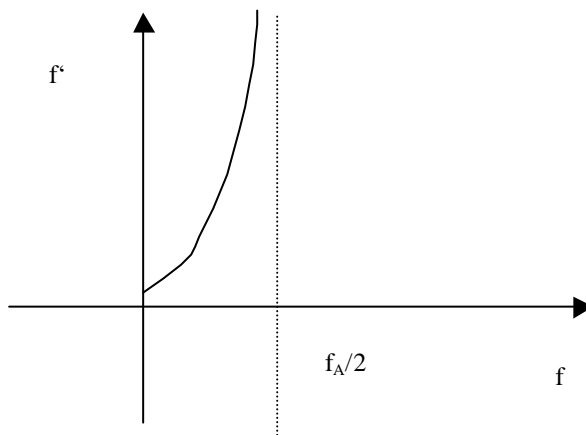
$$H(z) = \frac{Y_d(z)}{X_d(z)} = \frac{B_0 + B_1 \cdot z^{-1} + B_2 \cdot z^{-2}}{1 - A_1 \cdot z^{-1} - A_2 \cdot z^{-2}}$$

Frequenztransformation und Bilineartransformation:

Die Funktion $y = \tan(x)$ bildet (umkehrbar, eineindeutig) das Intervall $\{x | 0 \leq x \leq \pi/2\}$ in das Intervall $\{y | 0 \leq y \leq \infty\}$ ab. Durch geeignete Skalierung der Achsen findet man somit eine Funktion, die das Frequenzintervall $\{f | 0 \leq f \leq f_A/2\}$ in das Intervall $\{f' | 0 \leq f' \leq \infty\}$ abbildet:

$$y = \tan(x), \quad \text{mit} \quad x = p \frac{f}{f_A} \quad \text{und} \quad y = p' \frac{f'}{f_A} \quad \Rightarrow$$

$$f' = \frac{f_A}{p'} \tan\left(p \frac{f}{f_A}\right) \tag{11.8-9}$$



Aus der Frequenztransformation läßt sich die damit verbundene Transformation der Bildvariable ableiten:

$$\frac{w' T_A}{2} = \tan\left(\frac{w \cdot T_A}{2}\right) \quad \Rightarrow$$

$$j w' = j \frac{2}{T_A} \tan\left(\frac{w \cdot T_A}{2}\right) = j \frac{2}{T_A} \frac{\sin\left(\frac{w \cdot T_A}{2}\right)}{\cos\left(\frac{w \cdot T_A}{2}\right)} = j \frac{2}{T_A} \frac{\frac{1}{2j} \left(\exp\left(j \frac{w \cdot T_A}{2}\right) - \exp\left(-j \frac{w \cdot T_A}{2}\right) \right)}{\frac{1}{2} \left(\exp\left(j \frac{w \cdot T_A}{2}\right) + \exp\left(-j \frac{w \cdot T_A}{2}\right) \right)} =$$

$$j w' = j \frac{2}{T_A} \frac{1 - \exp(-j w \cdot T_A)}{1 + \exp(-j w \cdot T_A)} \quad \text{gilt somit für} \quad p' = j w', \quad p = j w,$$

dann muß es aber auch für alle $p' = s' + j w', \quad p = s + j w$ gelten :

$$p' = j \frac{2}{T_A} \frac{1 - \exp(-p \cdot T_A)}{1 + \exp(-p \cdot T_A)}$$

Umkehrung:

$$\exp(-p T_A) = \frac{2 - p' T_A}{2 + p' T_A} \tag{11.8-10}$$

(sog. Bilineartransformation)

Durch Einsetzen der Bilineartransformation in die Übertragungsfunktion des diskreten Filters ergibt sich eine Übertragungsfunktion in der Variablen p' , die eine rationale Funktion in p' ist (Quotient aus zwei Polynomen zweiten Grades in p'). Für den Betrag dieser transformierten Übertragungsfunktion können die üblichen Filter-Approximationsfunktionen (Bessel, Potenz, Tschebyscheff,...) vorgegeben werden.

Zur Bestimmung der Filterkoeffizienten ist der umgekehrte Weg einfacher: Man gibt die transformierte Ziel-Übertragungsfunktion vor und transformiert diese in die Übertragungsfunktion des abgetasteten Systems.

Für **Tiefpaß** mit bestimmten Koeffizienten a und b folgt:

$$H(P') = \frac{1}{1 + aP' + bP'^2} \Rightarrow H(p') = \frac{1}{1 + a \frac{p'}{\mathbf{w}_g'} + b \left(\frac{p'}{\mathbf{w}_g'} \right)^2} \Rightarrow$$

$$H(p) = \frac{1}{1 + a \frac{2}{\mathbf{w}_g' T_A} \frac{1 - \exp(-pT_A)}{1 + \exp(-pT_A)} + b \left(\frac{2}{\mathbf{w}_g' T_A} \right)^2 \left(\frac{1 - \exp(-pT_A)}{1 + \exp(-pT_A)} \right)^2}$$

Nach Umformung (auf Hauptnenner bringen) folgt die Übertragungsfunktion des digitalen Filters :

$$H(p) = \frac{B_0 + B_1 \cdot \exp(-p \cdot T_A) + B_2 \cdot \exp(-2p \cdot T_A)}{1 - A_1 \cdot \exp(-p \cdot T_A) - A_2 \cdot \exp(-2p \cdot T_A)}$$

mit den Koeffizienten:

$$W := \frac{f_A}{\mathbf{p} \cdot f_g'} \quad (11.8-11)$$

$$B_0 = B_2 = \frac{1}{N}, \quad B_1 = \frac{2}{N}, \quad N := 1 + aW + bW^2$$

$$A_1 = \frac{2}{N}(-1 + bW^2), \quad A_2 = -\frac{1}{N}(1 - aW + bW^2)$$

Das Verfahren soll an einigen Beispielen erläutert werden. Zur Durchführung von Berechnungen und zur graphischen Darstellung der Ergebnisse, bedienen wir uns wieder MathCad.

Beispiele:

- Man entwickle für ein abgetastetes System mit $f_A = 36,9$ kHz einen IIR-Tiefpaß mit der Bilinear-Transformation unter Zugrundelegung der Butterworth –Charakteristik. Es sei verlangt, daß $a_D = 3$ dB für $f < f_g = 1$ kHz und $a > a_s = 25$ dB für $f > f_s = 5$ kHz.

Lösung mit MathCad. Die mit der Frequenztransformation transformierten Variablen werden mit einem Index t gekennzeichnet.

$$f_A := 36,9 \cdot 10^3 \cdot \text{Hz} \quad f_g := 1 \cdot 10^3 \cdot \text{Hz} \quad f_s := 5 \cdot 10^3 \cdot \text{Hz}$$

$$f_{tg} := \frac{f_A}{\pi} \cdot \tan\left(\pi \cdot \frac{f_g}{f_A}\right) \quad f_{tg} = 1.002 \cdot 10^3 \cdot \text{s}^{-1}$$

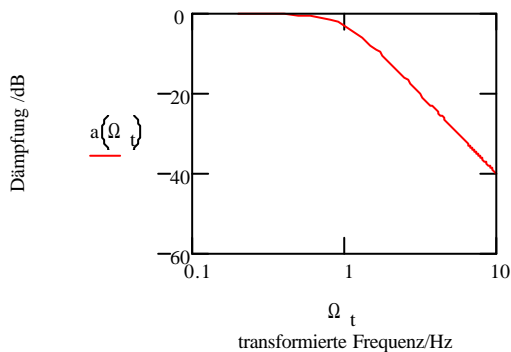
$$f_{ts} := \frac{f_A}{\pi} \cdot \tan\left(\pi \cdot \frac{f_s}{f_A}\right) \quad f_{ts} = 5.326 \cdot 10^3 \cdot \text{s}^{-1}$$

$$\Omega_{ts} := \frac{f_{ts}}{f_{tg}} \quad \Omega_{ts} = 5.313$$

$$a_s := 10 \cdot \log\left(1 + \Omega_{ts}^{2n}\right) \quad n := 2 \quad a_s = 29.018$$

$$\rightarrow a := \sqrt{2} \quad b := 1$$

$$\Omega_t := 0,2, 0,3 \dots 10 \quad H(\Omega_t) := \left| \frac{1}{1 + a \cdot (j \cdot \Omega_t) + b \cdot (j \cdot \Omega_t)^2} \right| \quad a(\Omega_t) := 20 \cdot \log\left(H(\Omega_t)\right)$$



$$W := \frac{f_A}{\pi \cdot f_{tg}} \quad W = 11.717 \quad N := 1 + a \cdot W + b \cdot W^2 \quad N = 154.864$$

$$B_0 := \frac{1}{N} \quad B_1 := \frac{2}{N} \quad B_2 := \frac{1}{N} \quad A_1 := \frac{2}{N} \cdot (-1 + b \cdot W^2) \quad A_2 := \left(\frac{-1}{N}\right) \cdot (1 - a \cdot W + b \cdot W^2)$$

$$B_0 = 6.457 \cdot 10^{-3} \quad B_1 = 0.013 \quad B_2 = 6.457 \cdot 10^{-3} \quad A_1 = 1.76 \quad A_2 = -0.786$$

$$\Omega := \frac{f}{f_g} \quad \alpha := 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_g}{f_A}$$

$$\Omega := 0,1, 0,2 \dots 10$$

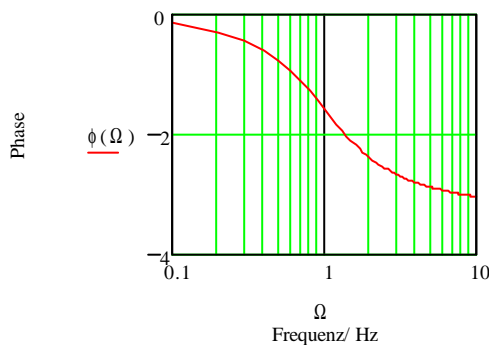
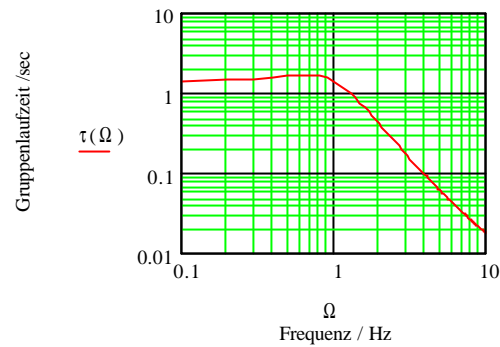
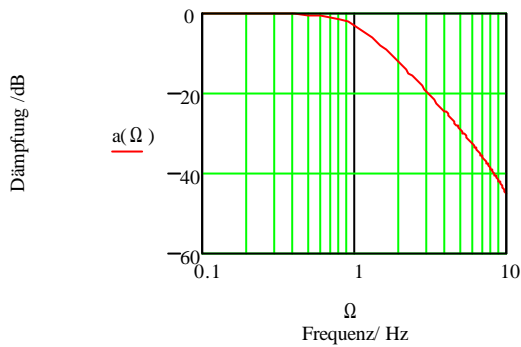
$$H(\Omega) := \left| \frac{B_0 + B_1 \cdot \exp(-j \cdot \alpha \cdot \Omega) + B_2 \cdot \exp(-2 \cdot j \cdot \alpha \cdot \Omega)}{1 - A_1 \cdot \exp(-j \cdot \alpha \cdot \Omega) - A_2 \cdot \exp(-2 \cdot j \cdot \alpha \cdot \Omega)} \cdot \frac{1 - A_1 - A_2}{B_0 + B_1 + B_2} \right|$$

$$a(\Omega) := 20 \cdot \log(H(\Omega))$$

$$a(\Omega) := 20 \cdot \log(H(\Omega))$$

$$\phi(\Omega) := \arg \left\{ \frac{B_0 + B_1 \cdot \exp(-j \cdot \alpha \cdot \Omega) + B_2 \cdot \exp(-2 \cdot j \cdot \alpha \cdot \Omega)}{1 - A_1 \cdot \exp(-j \cdot \alpha \cdot \Omega) - A_2 \cdot \exp(-2 \cdot j \cdot \alpha \cdot \Omega)} \cdot \frac{1 - A_1 - A_2}{B_0 + B_1 + B_2} \right\}$$

$$\tau(\Omega) := -\frac{d}{d\Omega} \phi(\Omega)$$



2. Man entwickle für ein abgetastetes System mit $f_A = 48 \text{ kHz}$ einen IIR-Tiefpaß mit der Bilinear-Transformation unter Zugrundelegung der Tschebyscheff-Charakteristik. Es sei verlangt, daß $a < a_D = 1.25 \text{ dB}$ für $f < f_g = 10 \text{ kHz}$ und $a > a_s = 25 \text{ dB}$ für $f > f_s = 14 \text{ kHz}$. Zur Ermittlung der Pole der Übertragungsfunktion des analogen Referenzfilters verwende man die Formeln aus Kap 9.3.2.

Lösung:

$$f_A := 48 \cdot 10^3 \cdot \text{Hz} \quad f_g := 10 \cdot 10^3 \cdot \text{Hz} \quad f_s := 14 \cdot 10^3 \cdot \text{Hz} \quad a_D := 1.25 \text{ dB} \quad a_s := 25 \text{ dB}$$

$$f_{tg} := \frac{f_A}{\pi} \cdot \tan \left\{ \pi \cdot \frac{f_g}{f_A} \right\} \quad f_{tg} = 1.172 \cdot 10^4 \cdot \text{s}^{-1} \quad f_{ts} := \frac{f_A}{\pi} \cdot \tan \left\{ \pi \cdot \frac{f_s}{f_A} \right\} \quad f_{ts} = 1.991 \cdot 10^4 \cdot \text{s}^{-1}$$

11.8.3 IIR-Filter

$$\Omega_{ts} := \frac{f_{ts}}{f_{tg}} \quad \Omega_{ts} = 1.698$$

Aufwandabschätzung mit Diagramm aus Saal [3], Anhang.

Reflexionsfaktor im DB $\rho_{max} = 50\%$ ----> $a(\rho) = 4.8$ dB

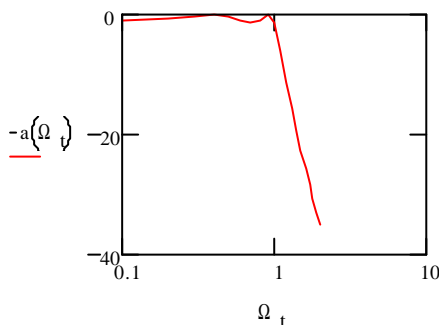
$a_s + a(\rho) = 30$ dB bei $1/\Omega_{ts} = 1/1.698 = 0.59$ ----> 4. Ordnung

Ergebnis lässt sich mit den Formeln aus 9.3.2 verifizieren:

$$\varepsilon := \sqrt{10^{\frac{a_D}{10}} - 1} \quad \varepsilon = 0.578$$

$$a_{ts} := 10 \cdot \log \left[1 + \varepsilon^2 \cdot \left(8 \cdot \Omega_{ts}^4 - 8 \cdot \Omega_{ts}^2 + 1 \right)^2 \right] \quad a_{ts} = 28.203$$

$$\Omega_t := 0.1, 0.2 \dots 2.0 \quad a(\Omega_t) := 10 \cdot \log \left[1 + \varepsilon^2 \cdot \left(8 \cdot \Omega_t^4 - 8 \cdot \Omega_t^2 + 1 \right)^2 \right]$$



Bestimmung der Pole der Übertragungsfunktion mit den Formeln aus 9.3.2 :

$$P_v = \Sigma_v + j \Omega_v$$

$$v_4 := \frac{1}{4} \cdot \operatorname{arsinh} \left(\frac{1}{\varepsilon} \right) \quad v_4 = 0.329$$

$$\Sigma_1 := -\sin \left(\frac{\pi}{8} \right) \cdot \sinh(v_4) \quad \Sigma_1 = -0.128 \quad \Omega_1 := \cos \left(\frac{\pi}{8} \right) \cdot \cosh(v_4) \quad \Omega_1 = 0.974$$

$$\Sigma_2 := -\sin \left(\frac{3 \cdot \pi}{8} \right) \cdot \sinh(v_4) \quad \Sigma_2 = -0.31 \quad \Omega_2 := \cos \left(\frac{3 \cdot \pi}{8} \right) \cdot \cosh(v_4) \quad \Omega_2 = 0.404$$

$$\Sigma_3 := -\sin \left(\frac{5 \cdot \pi}{8} \right) \cdot \sinh(v_4) \quad \Sigma_3 = -0.31 \quad \Omega_3 := \cos \left(\frac{5 \cdot \pi}{8} \right) \cdot \cosh(v_4) \quad \Omega_3 = -0.404$$

$$\Sigma_4 := -\sin \left(\frac{7 \cdot \pi}{8} \right) \cdot \sinh(v_4) \quad \Sigma_4 = -0.128 \quad \Omega_4 := \cos \left(\frac{7 \cdot \pi}{8} \right) \cdot \cosh(v_4) \quad \Omega_4 = -0.974$$

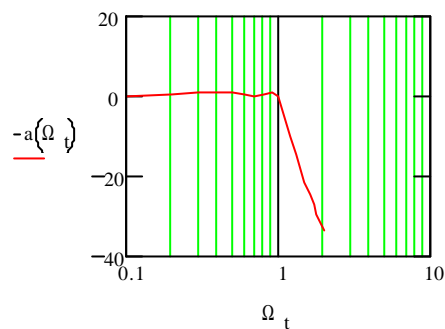
$$\gamma_1 := \Sigma_1^2 + \Omega_1^2 \quad \gamma_2 := \Sigma_2^2 + \Omega_2^2$$

$$j := \sqrt{-1}$$

$$H(P_t) := \frac{\gamma_1 \cdot \gamma_2}{(P_t^2 - 2 \cdot \Sigma_1 \cdot P_t + \gamma_1) \cdot (P_t^2 - 2 \cdot \Sigma_2 \cdot P_t + \gamma_2)}$$

$$H(\Omega_t) := \frac{\gamma_1 \cdot \gamma_2}{\left[(j \cdot \Omega_t)^2 - 2 \cdot \Sigma_1 \cdot (j \cdot \Omega_t) + \gamma_1 \right] \cdot \left[(j \cdot \Omega_t)^2 - 2 \cdot \Sigma_2 \cdot (j \cdot \Omega_t) + \gamma_2 \right]}$$

$$a(\Omega_t) := -20 \cdot \log \left(|H(\Omega_t)| \right)$$



Koeffizienten des Referenzfilters:

$$a_1 := \frac{-2 \cdot \Sigma_1}{\gamma_1} \quad b_1 := \frac{1}{\gamma_1}$$

$$a_2 := \frac{-2 \cdot \Sigma_2}{\gamma_2} \quad b_2 := \frac{1}{\gamma_2}$$

Berechnung der Koeffizienten des digitalen Filters:

$$W := \frac{f_A}{\pi \cdot f_{tg}} \quad W = 1.303$$

$$W := \frac{f_A}{\pi \cdot f_{tg}} \quad W = 1.303$$

$$N_1 := 1 + a_1 \cdot W + b_1 \cdot W^2 \quad N_1 = 3.104 \quad N_2 := 1 + a_2 \cdot W + b_2 \cdot W^2 \quad N_2 = 10.682$$

$$B_{01} := \frac{1}{N_1} \quad B_{01} = 0.322 \quad B_{02} := \frac{1}{N_2} \quad B_{02} = 0.094$$

$$B_{11} := \frac{2}{N_1} \quad B_{11} = 0.644 \quad B_{12} := \frac{2}{N_2} \quad B_{12} = 0.187$$

$$B_{21} := \frac{1}{N_1} \quad B_{21} = 0.322 \quad B_{22} := \frac{1}{N_2} \quad B_{22} = 0.094$$

$$A_{11} := \frac{2}{N_1} \cdot (-1 + b_1 \cdot W^2) \quad A_{11} = 0.489 \quad A_{12} := \frac{2}{N_2} \cdot (-1 + b_2 \cdot W^2) \quad A_{12} = 1.042$$

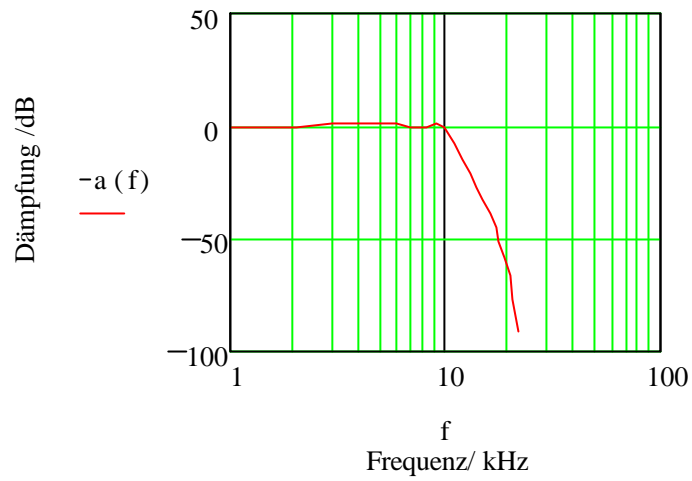
$$A_{21} := \left\{ \frac{-1}{N_1} \right\} \cdot (1 - a_1 \cdot W + b_1 \cdot W^2) \quad A_{21} = -0.777 \quad A_{22} := \left\{ \frac{-1}{N_2} \right\} \cdot (1 - a_2 \cdot W + b_2 \cdot W^2) \quad A_{22} = -0.416$$

$$f := 1, 2, \dots, 22 \quad f_A := 48$$

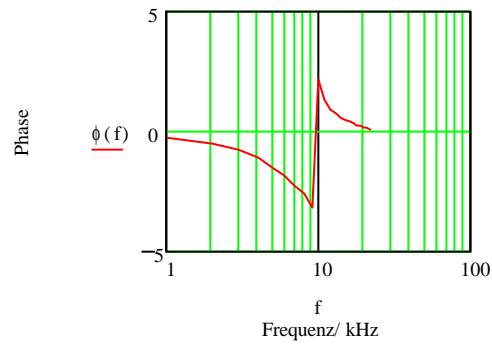
$$H_1(f) := \frac{B_{01} + B_{11} \cdot \exp\left[-j \cdot \left\{ 2 \cdot \pi \cdot \frac{f}{f_A} \right\}\right] + B_{21} \cdot \exp\left[-j \cdot \left\{ 4 \cdot \pi \cdot \frac{f}{f_A} \right\}\right]}{1 - A_{11} \cdot \exp\left[-j \cdot \left\{ 2 \cdot \pi \cdot \frac{f}{f_A} \right\}\right] - A_{21} \cdot \exp\left[-j \cdot \left\{ 4 \cdot \pi \cdot \frac{f}{f_A} \right\}\right]} \cdot \frac{1 - A_{11} - A_{21}}{B_{01} + B_{11} + B_{21}}$$

$$H_2(f) := \frac{B_{02} + B_{12} \cdot \exp\left[-j \cdot \left\{ 2 \cdot \pi \cdot \frac{f}{f_A} \right\}\right] + B_{22} \cdot \exp\left[-j \cdot \left\{ 4 \cdot \pi \cdot \frac{f}{f_A} \right\}\right]}{1 - A_{12} \cdot \exp\left[-j \cdot \left\{ 2 \cdot \pi \cdot \frac{f}{f_A} \right\}\right] - A_{22} \cdot \exp\left[-j \cdot \left\{ 4 \cdot \pi \cdot \frac{f}{f_A} \right\}\right]} \cdot \frac{1 - A_{12} - A_{22}}{B_{02} + B_{12} + B_{22}}$$

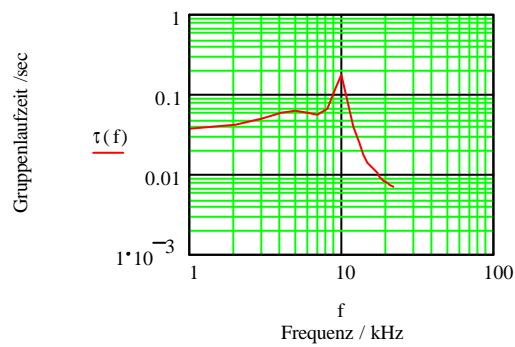
$$a(f) := -20 \cdot \log\left(|H_1(f)| \cdot |H_2(f)|\right)$$



$$\phi(f) := \arg\{H_1(f) \cdot H_2(f)\}$$



$$\tau(f) := -\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d}{df} \phi(f)$$



Literaturverzeichnis

- (1) Meinke, H.; Gundlach, F. ; Lange, K.: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik Bd. 2: Komponenten*
Springer, 1992
- (2) Ulbricht, G : *Netzwerkanalyse, Netzwerksynthese und Leitungstheorie*
Teubner Studienskripten, 1986
- (3) Saal, R. : *Handbuch zum Filterentwurf*
Hüthig, 1988
- (4) Horowitz, P; Hill, W. : *The Art of Electronics ,*
Cambridge Univ. Pr., 1989
- (5) Van den Enden, A. / Verhoecks, N.: *Digitale Signalverarbeitung*
Vieweg, 1990
- (6) Tietze, U.; Schenk, C. : *Halbleiter-Schaltungstechnik,*
Springer, 1999
- (7) Wangenheim, Lutz von: *Aktive Filter in RC- und SC-Technik, Grundlagen Berechnungsverfahren und Schaltungstechnik,* Hüthig, 1990