

Ziel

Kennenlernen der Baugruppen, Realisierungsformen und Anwendungen von Phasenregelkreisen.

Literatur

- [1] Best, R.: *Theorie und Anwendungen des phase locked loops*, VDE-Verlag, 1993
- [2] Online-Materialien: http://www.infotech.tu-chemnitz.de/~schalt/st_prakt.html
- [3] Seifart, M.: *Analoge Schaltungen*, Verlag Technik Berlin, 1992
- [4] Tietze, U.; Schenk, Ch.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*, Springer-Verlag Berlin, 1993
- [5] Walz, G.: *PLL-Technik*, Franzis Arbeitsbuch, Franzis 1989.

1 Einführung

Die PLL (*Phase Locked Loop*), auch als Phasenregelkreis oder Nachlaufsynchronisation bezeichnet, ist ein vielseitig einsetzbares Konzept, dessen Aufgabe es ist, einen frei schwingenden Oszillator mit einem Referenzsignal in Frequenz und Phase zu synchronisieren.

Zu den Anwendungsfeldern, insbesondere in der Meß- und Nachrichtentechnik, zählen Frequenzdemodulation, Digitale Frequenzmodulation (FSK: *Frequency Key Shifting*), Frequenzsynthese und Taktrückgewinnung.

Ein PLL-System (Bild 1) besteht im Grundsatz aus drei wesentlichen Komponenten:

- einer Phasenvergleicherschaltung (PC: *Phase Comparator*, PD: *Phase Detector*, PFD: *Phase Frequency Detector*),
- einem aktiven oder passiven Schleifenfilter (LF: *Loop Filter*),
- einem spannungs- bzw. stromgesteuerten Oszillator (VCO: *Voltage Controlled Oscillator* bzw. CCO: *Current Controlled Oscillator*).

Entsprechend dem Charakter von Phasenvergleicherschaltung und VCO werden analoge und digitale PLLs unterschieden. Bei digitalen PLLs kann der Rückkopplungszweig eine Teilerstufe enthalten.

Der Phasendetektor vergleicht das von außen zugeführte Signal V_i mit dem zurückgekoppelten V_O des VCO. Aus der Differenz wird eine gegenläufige Fehlerspannung V_e bestimmt. Das Schleifenfilter konditioniert diese zur Steuerspannung V_C des VCO derart, daß V_i und V_O synchron werden. Die Schleife wird dann als „eingeraster“ bezeichnet. Der Integrator-Charakter der VCO (Phasen-Frequenzwandlung) macht das zurückgekoppelte Gesamtsystem im Verein mit dem verwendeten Filter zum System zweiter oder höherer Ordnung, dessen dynamisches Verhalten für die Dimensionierung von Bedeutung ist.

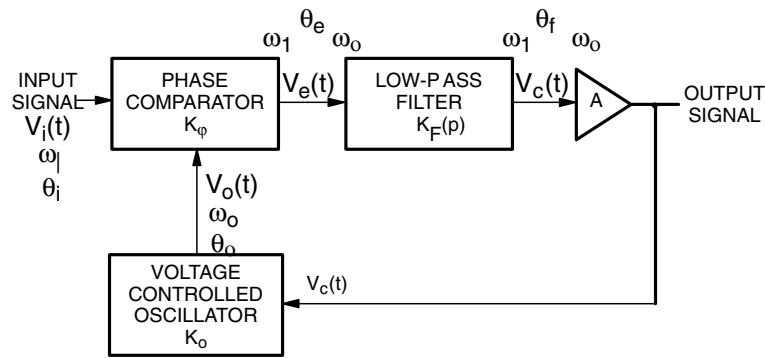


Bild 1: Blockschaltbild einer PLL

Es seien

- $K_\varphi \left[\frac{\text{V}}{\text{rad}} \right]$ die Verstärkung des Phasenkomparators (*Phase Comparator Gain*, d.h. das Verhältnis von Fehlerspannung zu Phasenverschiebung),
- $K_O \left[\frac{\text{rad}}{\text{s} \cdot \text{V}} \right]$ (*VCO Conversion Gain*), das Verhältnis von Oszillatorfrequenz ω_O zu Steuerungsspannung V_c ,
- $K_F(p)$ das Übertragungsverhalten des Schleifenfilters,
- die Schleifenverstärkung (*Loop Gain*) $K_V \left[\frac{1}{\text{s}} \right]$, $K_V = K_\varphi K_O K_F A$, die der geschlossenen Schleife (*Closed Loop Gain*) $K_{CLG} = \frac{K_V}{1 \pm K_V}$.

Die Phasenübertragungsfunktion $H_\theta(p) = \frac{K_\varphi K_F(p) A K_O}{p + K_\varphi K_F(p) K_O}$ (für den eingerasteten Zustand) gibt an, welche Antwort $\theta(t)$ das System auf eine Phasenstörung $\theta_i(t)$ gibt. Unter der Annahme einer hohen Schleifenverstärkung kann $H_\theta(p)$ für praktisch relevante Filter mit

$$H_\theta(p) \approx \frac{2 \xi \omega_n p + \omega_n^2}{p^2 + 2 \xi \omega_n p + \omega_n^2}$$

angegeben werden. Der Übertragungsfaktor A einer evtl. vorhandenen Verstärkungsstufe wird mit meist in einen der anderen Übertragungsfaktoren eingerechnet und nicht gesondert ausgewiesen. ω_n (*Natural Frequency*) ist die Resonanzfrequenz der Schleife, also die Frequenz, für die im eingerasteten Zustand die Abweichung von ω_O und der Phasenfehler am größten wird. Die Dämpfung ξ (*Damping Factor*) der Schleife ist ein Maß für die Fähigkeit des Systems auf eine Änderung der Eingangsfrequenz ohne größeres Überspringen im Frequenzbereich zu reagieren. Die Fehlerübertragungsfunktion $H_e(p) = \frac{p}{p + K_\varphi K_F(p) A K_O}$ beschreibt den Fehlerwinkel $\theta_e(t)$, wenn am Eingang eine Phasenstörung $\theta_i(t)$ anliegt. Bei Annahme einer hohen Schleifenverstär-

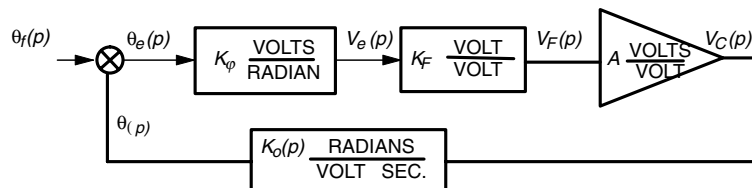


Bild 2: Regelkreis-Modell der PLL

kung kann $H_e(p)$ wiederum genähert werden, nun mit

$$H_e(p) \approx \frac{p^2}{p^2 + 2\xi\omega_n p + \omega_n^2}.$$

Damit können weitere Parameter einer PLL vorgestellt werden:

- Der Haltebereich (*Lock Range, Hold-In Range, Tracking Range*) $\Delta\omega_L$ beschreibt den Frequenzbereich, in dem die Regelschleife eingerastet bleibt. Die Grenzen des Haltebereiches werden durch die Frequenzen festgelegt, für die die Fehlerübertragungsfunktion $\pi/2$ wird.
- Der Fangbereich (*Capture Range, Lock-In Range*) $\Delta\omega_C$ ist der Frequenzbereich, in dem die freilaufende Schleife auf ein Eingangssignal synchronisieren kann.
- Die Fangzeit (*Lock-In Time, Capture Time*) T_C ist die Zeit, in der eine freilaufende Schleife einrastet.
- Ziehbereich (*Pull-In Range*) $\Delta\omega_P$ ist der Frequenzbereich, in dem ein sich außerhalb des Fangbereiches bewegendes Signal die VCO-Frequenz soweit an die Grenze des Fangbereiches heranziehen kann, daß ein Einfangen möglich wird.
- Die *Pull-In-Zeit* T_P ist die für das Heranziehen benötigte Zeit.
- Der Ausrastbereich (*Pull-Out Range*) $\Delta\omega_{PO}$ gibt den maximalen Frequenzsprung an, der die Schleife nicht ausrasten läßt.

Diese Parameter sind vom Typ des Filters und des Phasenkomparators (s. Abschnitt 2.2) abhängig. Es gilt $\Delta\omega_C < \Delta\omega_{PO} < \Delta\omega_P < \Delta\omega_L$.

2 Die integrierte digitale PLL 4046

2.1 Aufbau

Ein bewährtes Modell der digitalen PLL ist als monolithisch integrierter IC 4046 in CMOS-Technologie verfügbar. Bild 3 zeigt ein Blockschaltbild und die notwendige Außenbeschaltung. Eine selbstjustierende Eingangsstufe (Bild 4) sorgt bei kleinen, dann kapazitiv einzukoppelnden Eingangsspannungen dafür, daß das Eingangssignal im linearen Bereich des Eingangsverstärkers bleibt.

Phasenkomparator PC1 ist durch ein Exklusiv-Oder (EXOR) realisiert und sollte für maximalen Haltebereich nur mit symmetrischen Rechtecksignalen beaufschlagt werden. K_φ beträgt $K_\varphi = \frac{V_{CC}}{\pi}$. Bei fehlendem Signal $V_{SIG\ IN}$ gilt $V_{DEMOD} = 0.5 V_{CC}$. Im eingerasteten Zustand haben beide Eingänge gleiche Frequenz und 90° Phasendifferenz, die an den Grenzen des Haltebereiches gegen 0 bzw. 180° geht. Die Größe des Fangbereiches hängt vom Schleifenfilter ab. Der Phasendetektor ist unempfindlich gegenüber Störungen, sorgt aber leicht für ein Einrasten bei Harmonischen der Mittenfrequenz.

Phasenkomparator PC2 ist ein durch positive Flanken getriggelter Phasen-Frequenz-Detektor, der von D-Flipflops, einer Torlogik und 3-State-Ausgangsstufe gebildet wird. Diese Anordnung wirkt als Zähler für die jeweiligen Impulsflanken und liefert bei vorausgehendem SIG_{IN} solange V_{CC} bis eine positive Flanke an $COMP_{IN}$ erkannt wird. Dann geht $PC2_{OUT}$ in Tri-State über, was durch PCP_{OUT} signalisiert wird. Bei vorausgehendem $COMP_{IN}$ geht $PC2_{OUT}$ nach Masse bis eine positive Flanke an SIG_{IN} erscheint. PC2 liefert stets ein vorzeichenrichtiges Steuersignal an den VCO und sorgt für eine minimale Phasendifferenz zwischen $COMP_{IN}$ und SIG_{IN} .

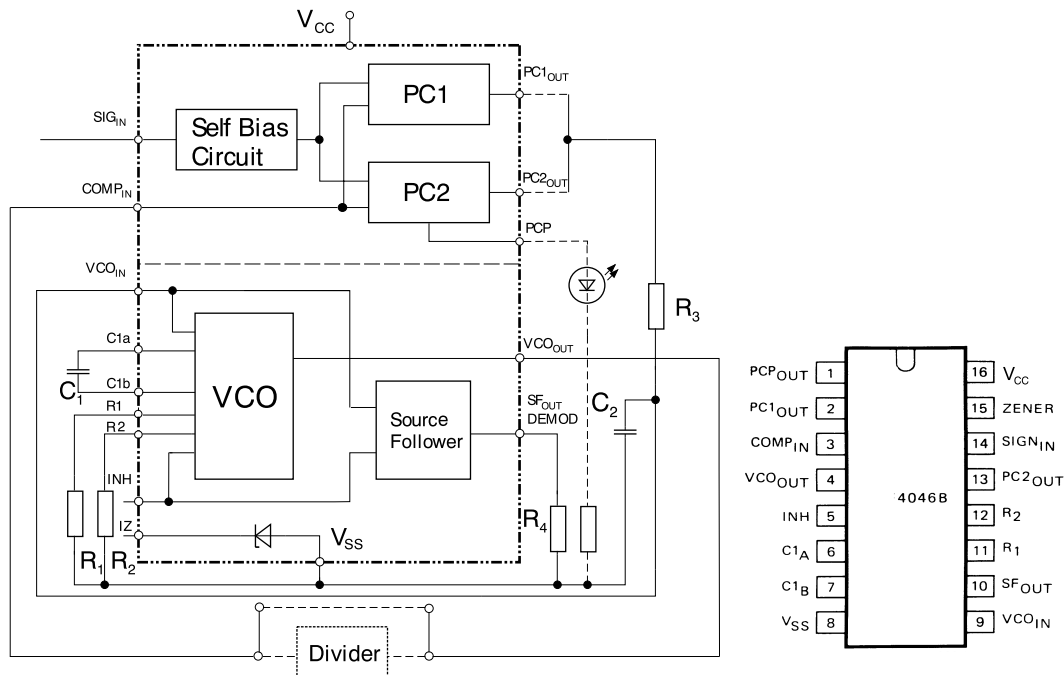


Bild 3: PLL 4046, Blockschaltbild und Anschlußbelegung

Für diesen Komparator gilt $K_\varphi = \frac{V_{CC}}{4\pi}$. Bei fehlendem Signal $V_{SIG\ IN}$ schwingt der VCO bei f_{min} . Die Größe des Fangbereiches entspricht der des Haltebereiches, ist unabhängig vom Schleifenfilter und nur durch die Parameter des VCO begrenzt. Der Phasendetektor ist empfindlicher gegenüber Störungen. Bild 5 zeigt die Signalspiele der beiden Phasenkomparatoren.

VCO Das Ausgangssignal des gewählten PC wird über das Schleifenfilter (R_3 und C_2 in Bild 3) auf den Eingang VCO_{IN} des VCO zurückgeführt. Der hochohmige Eingang (Bild 6) belastet das Filter kaum. Um das Steuersignal für weitere Verwendung belastungsfrei auskoppeln zu können, ist ein über einen Spannungsfollower geführter Ausgang $DEM\ OD$ vorgesehen. Mit dem Eingang INH (*inhibit*) können VCO und Spannungsfollower abgeschaltet werden. Bei geschlossener Schleife und fehlendem Eingangssignal schwingt der VCO mit der Freilauffrequenz (*Free Running Frequency*) f'_O , ω'_O , auch als Mittenfrequenz (*Center Frequency*) bezeichnet.

Die externen Elemente R_1 und C_1 legen die Mittenfrequenz des VCO fest, R_2 sorgt für einen Frequenzoffset, der bei $R_2 = \infty$ zu Null wird (s.a. Bild 10, S. 10). Weiterhin bewirkt wachsender R_2 (ca. < 50 kHz) für einen erweiterten Haltebereich. Der Haltebereich nimmt bei wachsendem Produkt $R_1 C_1$ ab.

Wird das Signal des VCO über einen $N:1$ -Teiler auf den Eingang des Phasenkomparators geführt, rastet die Schleife auf N -fache Harmonische von ω_O ein. Für die Schleifenverstärkung gilt dann

$$K'_V = \frac{K_\varphi K_O K_{FA}}{N}.$$

2.2 Schleifenfilter

Eigenfrequenz ω_n und Dämpfung ξ der gerasteten Schleife werden wesentlich durch das eingesetzte Schleifenfilter bestimmt. Nachstehend werden die Charakteristika für die wichtigsten Filter (Bild 7) bei Verwendung von PC1 zusammengestellt.

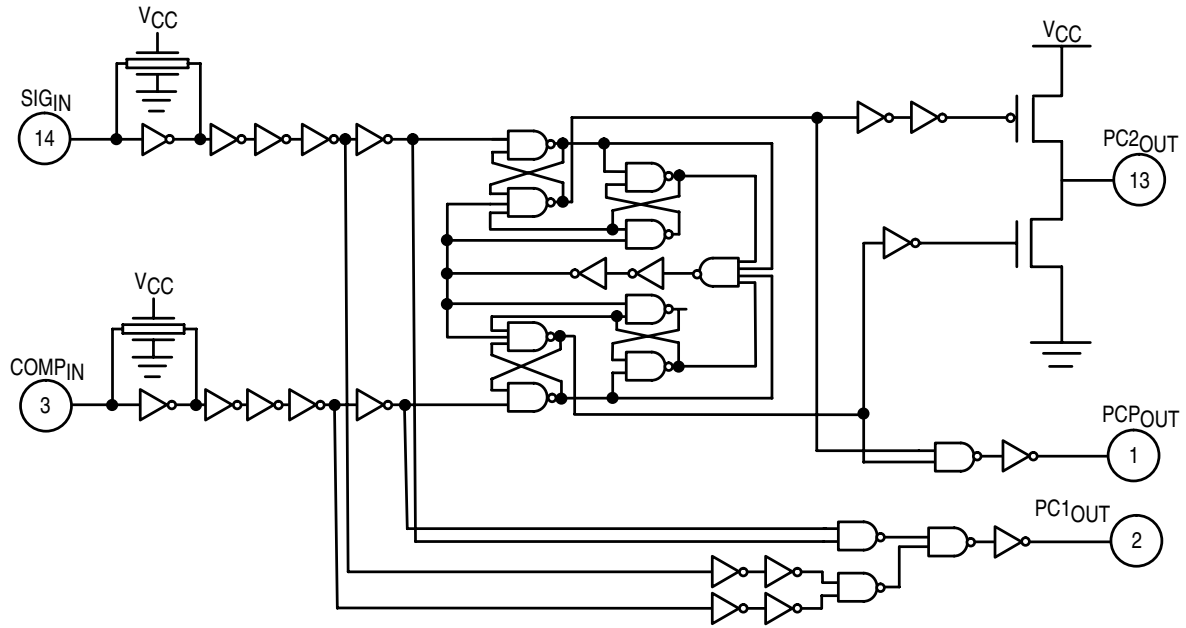


Bild 4: Prinzipschaltung der Phasenkomparatoren im 4046B

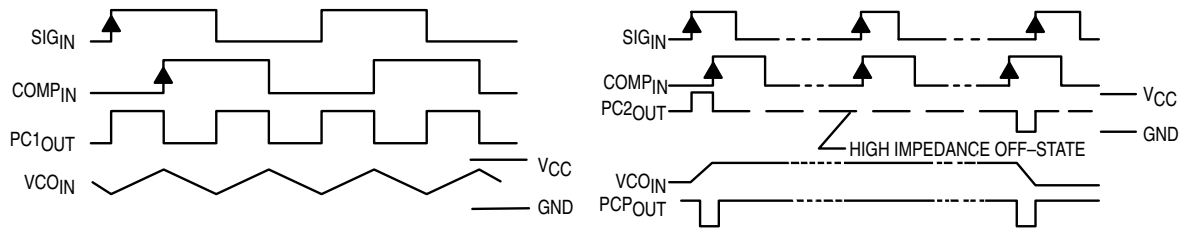


Bild 5: Signale der Phasenkomparatoren

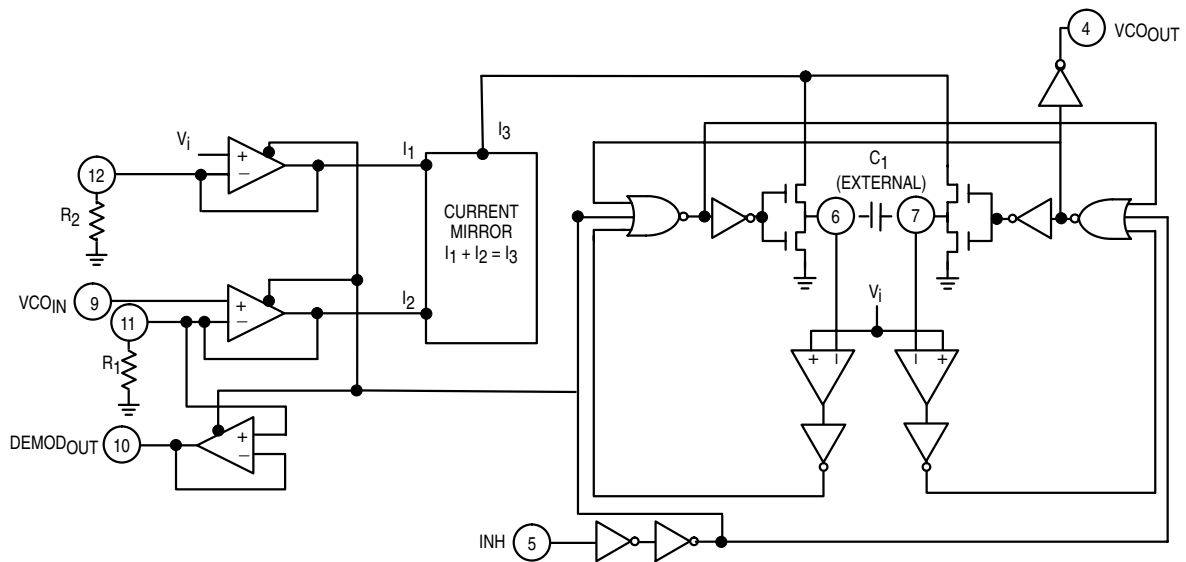


Bild 6: Prinzipschaltung der VCO im 4046

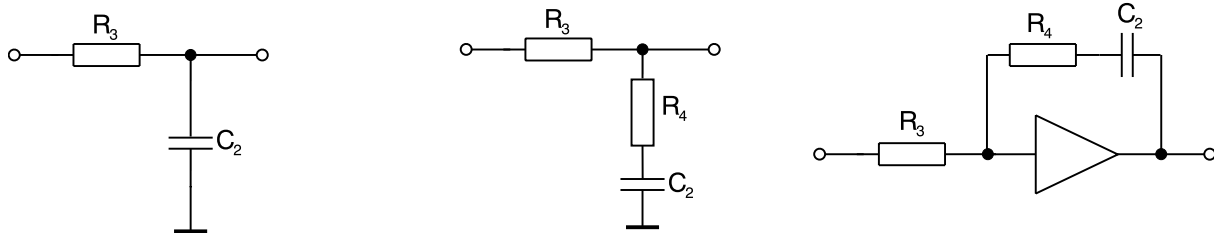


Bild 7: Schleifenfilter

einfacher Tiefpaß

$$K_F(p) = \frac{1}{pR_3C_2 + 1}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\varphi K_O}{NR_3C_2}}$$

$$\xi = \frac{N\omega_n}{2K_\varphi K_O}$$

$$\Delta\omega_L \approx \frac{\pi}{2} \cdot \frac{K_\varphi K_O}{N}$$

$$\Delta\omega_C \approx \frac{\pi}{\sqrt{8}} \omega_n$$

$$T_C \approx \frac{2\pi}{\omega_n}$$

$$\Delta\omega_P \approx \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{2\xi\omega_n K_\varphi K_O}{N} - \omega_n^2}$$

$$T_P \approx \frac{4}{\pi^2} \frac{\Delta\omega_O^2}{\xi\omega_n^3}$$

$$\Delta\omega_{PO} = 1.8\omega_n(\xi + 1)$$

Lag-Lead Tiefpaß

$$K_F(p) = \frac{pR_3C_2 + 1}{pC_2(R_3 + R_4) + 1}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\varphi K_O}{NC_2(R_3 + R_4)}}$$

$$\xi = 0.5\omega_n(R_4C_2 + \frac{N}{K_\varphi K_O})$$

$$\Delta\omega_L \approx \frac{\pi}{2} \cdot \frac{K_\varphi K_O}{N}$$

$$\Delta\omega_C \approx \pi\xi\omega_n$$

$$T_C \approx \frac{2\pi}{\omega_n}$$

$$\Delta\omega_P \approx \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{2\xi\omega_n K_\varphi K_O}{N} - \omega_n^2}$$

$$T_P \approx \frac{4}{\pi^2} \frac{\Delta\omega_O^2}{\xi\omega_n^3}$$

$$\Delta\omega_{PO} = 1.8\omega_n(\xi + 1)$$

Aktiver Tiefpaß

$$K_F(p) = \frac{pR_4C_2 + 1}{pR_3C_2}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\varphi K_O}{NR_3C_2}}$$

$$\xi = \frac{\omega_n}{2} R_4C_2$$

$$\Delta\omega_L \rightarrow \infty$$

$$\Delta\omega_C \approx \pi\xi\omega_n$$

$$T_C \approx \frac{2\pi}{\omega_n}$$

$$\Delta\omega_P \approx \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{2\xi\omega_n K_\varphi K_O}{N}}$$

$$T_P \approx \frac{4}{\pi^2} \frac{\Delta\omega_O^2}{\xi\omega_n^3}$$

$$\Delta\omega_{PO} = 1.8\omega_n(\xi + 1)$$

2.3 Dimensionierung des 4046B

VCO: Für den VCO ohne Frequenzoffset ($R_2 = \infty$) sind bei gegebenem f_O R_1 und C_1 entsprechend Bild 12(a) (S. 10) zu bestimmen. Für den VCO ohne Frequenzoffset sind mit gegebenen f_O und f_L , $f_{min} = f_O - f_L$, R_2 und C_1 mit f_{min} entsprechend Bild 12(b) zu berechnen. Aus $\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_O + f_L}{f_O - f_L}$ wird dann mit Bild 10 (S. 10) das für R_1 maßgebliche Verhältnis $\frac{R_2}{R_1}$ ermittelt.

Schleifenfilter: Mit N als Teilverhältnis der Schleife und der Abschätzung

$$K_O = \frac{2\pi(f_{max} - f_{min})}{V_{CC} - 2V}$$
 kann das Filter dimensioniert werden. Bestehen keine besonderen Anforderungen an das dynamische Verhalten, werden in der Regel $\xi = 0.707$ und $\omega_n \approx \frac{2\pi f_i}{100 \dots 10}$

gewählt, C_2 festgelegt und alle weiteren Werte berechnet. Das Verhältnis $\frac{R_3}{R_4}$ ist verantwortlich für die Dämpfung und typisch $R_4 \approx 0.1R_3$.

Ist das zulässige prozentuale Überschwingen gegeben, kann aus Bild 13 (S. 12) eine entsprechende Dämpfung gewählt werden. Mit $\omega_n \tau$ wird die normalisierte Einschwingzeit bestimmt, nach der das Überschwingen auf 5% abgeklungen ist. Damit kann $\omega_n = \frac{\omega_n \tau}{T_C}$ berechnet werden. Für $N \neq 1$ wird das maximale Überschwingen bei N_{max} erreicht. Nun sind C_2 , R_3 , R_4 zu berechnen. Für eine grobe Orientierung können zugeschnittene Formeln verwendet werden:

$$R_4 C_2 = \frac{6N}{f_{max}} - \frac{N}{2\pi(f_{max} - f_{min})}$$

$$(R_3 + 3k\Omega)C_2 = \frac{100N(f_{max} - f_{min})}{f_{max}^2} - R_4 C_2$$

3 Meßtechnische Bestimmung von Parametern einer PLL

Bild 8 zeigt eine Meßanordnung, die es gestattet, die Kennlinie $V_c = f(\omega_i)$ oszillographisch darzustellen. Dazu wird Generator 2 mit einer Dreiecksspannung moduliert. Im X-Y-Betrieb ist die Kennlinie direkt im Frequenzbereich ablesbar. Bei Betrieb des Oszillographen im Zeitbereich kann das Verhalten für steigende und fallende Frequenz ω_i getrennt dargestellt werden und ist dann auf die Modulationsspannung V_S bezogen. Die Mittenfrequenz von Generator 2 ist auf die Mittenfrequenz des VCO einzustellen. Die Modulationsspannung V_S bestimmt den durchlaufenen Frequenzbereich.

Bei einer Modulation mit einem Rechtecksignal derart, daß ω_i im Haltebereich bleibt, kann die Antwort auf einen Frequenzsprung dargestellt werden. Aus dem Überschwingen der Steuerspannung V_C können (durch Betrachtung von Amplitudenverhältnis und Abstand τ zweier benachbarter Schwingungen) berechnet werden:

$$\xi = \frac{\ln \frac{V_{C1}}{V_{C2}}}{\sqrt{\pi^2 + \left(\ln \frac{V_{C1}}{V_{C2}}\right)^2}} \quad \text{und} \quad \omega_n = \frac{2\pi}{\tau \sqrt{1 - \xi^2}}$$

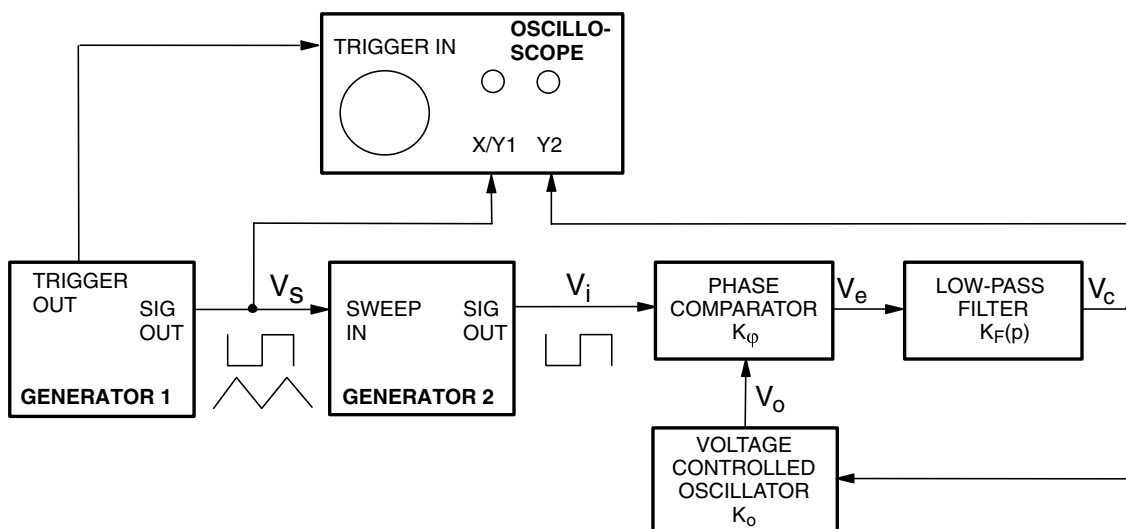


Bild 8: Meßanordnung

4 Versuchsvorbereitung

Informieren Sie sich zu Grundprinzipien, Einsatzmöglichkeiten und Realisierungsformen von PLLs. Durchdenken Sie auch die Aufgabenstellungen zur Versuchsdurchführung.

4.1 Diskrete PLL

Im ersten Teil des Versuches soll eine digitale PLL aus diskreten Baugruppen hergestellt werden. Der VCO ist entsprechend Bild 9 aufgebaut:

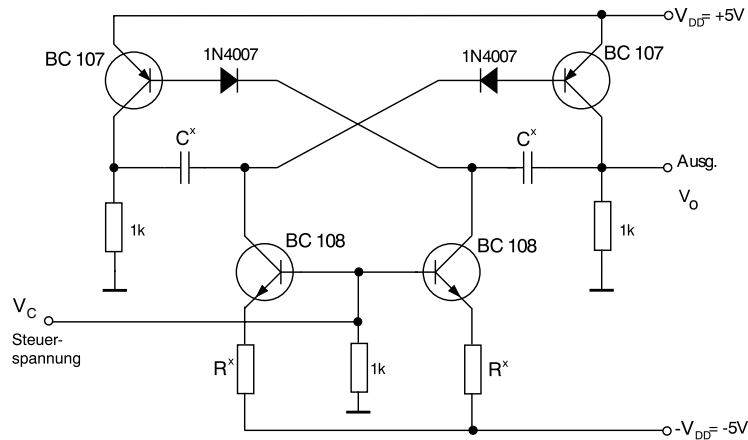


Bild 9: Diskreter VCO

Dimensionieren Sie R^* und C^* für eine Freilauffrequenz des VCO von ca. 2 kHz. Wie könnte eine u.U. notwendige einfache Pegelanpassung vom gegebenen VCO-Ausgang auf TTL-Pegel aussehen? Als Phasenkomparator wird ein TTL-EXOR eingesetzt. Für das grob zu dimensionierende aktive Schleifenfilter ist ein OPV μA 741 vorgesehen. Der Haltebereich sollte 1 kHz umfassen. Es ist mit einer Steilheit des VCO von ca. 0.5 kHz/V zu rechnen.

4.2 Verhalten der PLL 4046

Der VCO ist für eine Freilauffrequenz von 300 kHz, $f_{min} = 100$ kHz und einen Fangbereich von 150 kHz zu dimensionieren, $V_{CC} = 10$ V. Das Schleifenfilter soll eine Dämpfung 0.707 von realisieren.

4.3 FM-Demodulation

Ein Trägersignal mit $f_t = 80$ kHz soll mit einem rechteckigen Nutzsignal von ca. 1...3 kHz frequenzmoduliert werden. Als Modulator wird der VCO eines IC 4046 eingesetzt ($R_1 = 100$ k Ω , $C_1 = 33$ pF), $V_{CC} = 10$ V. Für die anschließende Demodulation wird ebenfalls ein 4046 verwendet. Dimensionieren Sie VCO und Schleifenfilter. Ein zusätzlicher Tiefpaß soll das demodulierte Signal möglichst gut von Trägerresten befreien.

4.4 Frequenzsynthese

Mit dem IC 4046 ist ein System zur Frequenzsynthese von 200 Hz bis 20 kHz zu dimensionieren. Die Referenzfrequenz beträgt 100 Hz. Es steht ein Teiler $1 : 2^n$, $n = 1 \dots 12$ zur Verfügung. Das maximale Überschwingen der Frequenz soll 20%, die Umschaltzeit 1 ms betragen, $V_{CC} = 10$ V.

5 Aufgaben zur Versuchsdurchführung

5.1 Diskrete PLL

Realisieren Sie die unter 4.1 vorgestellte PLL.

- Verschaffen Sie sich einen Überblick über die Kennline $f = f(V_C)$ des VCO.
- Überprüfen Sie die Wirksamkeit der Pegelanpassung vom VCO-Ausgang zur Phasenvergleichsstufe. Sind die Signalformen für den TTL-Eingang geeignet? Eine evtl. notwendige Impulsformung kann auf diskrete Bauelemente und TTL-Bausteine zurückgreifen.
- Überprüfen Sie die Funktionsfähigkeit der PLL bei geschlossener Schleife.
- Bestimmen Sie Fang- und Haltebereich der vollständigen PLL. Berücksichtigen Sie das Verhalten bei den Harmonischen der Freilauffrequenz.

5.2 Verhalten der PLL 4046

Vervollständigen Sie einen vorgefertigen PLL-Baustein mit der notwendigen Außenbeschaltung.

- Verschaffen Sie sich einen Überblick über die Kennline $f = f(V_C)$ des VCO.
- Bestimmen Sie Fang- und Haltebereich der vollständigen PLL mit dem Phasenkomparator PC1.
- Wie verändern sich Fang- und Haltebereich bei Veränderung von C_3 ?
- Untersuchen Sie das Verhalten bei wachsender stetigen und sprunghaften Änderungen der Eingangsfrequenz ω_i .
- Demonstrieren Sie das unterschiedliche Verhalten der beiden Phasenkomparatoren. Beobachten Sie oszillographisch die Signale an PC1/PC2, am Eingang des VCO in den verschiedenen Betriebsbereichen. Wie verändert sich das Verhalten bei asymmetrischem Eingangssignal?

5.3 FM-Demodulation

- Überprüfen Sie die Funktion des Demodulators.
- Bestimmen Sie minimale und maximale Modulationsfrequenz für eine stabile Funktion.
- Optimieren Sie die Qualität des demodulierten Signals.

5.4 Frequenzsynthese

- Überprüfen Sie die Funktion des aufgebauten Sythesizers.
- Demonstrieren Sie die wachsende T_C bei zu großer Zeitkonstante des Tiefpasses.

6 Anhang

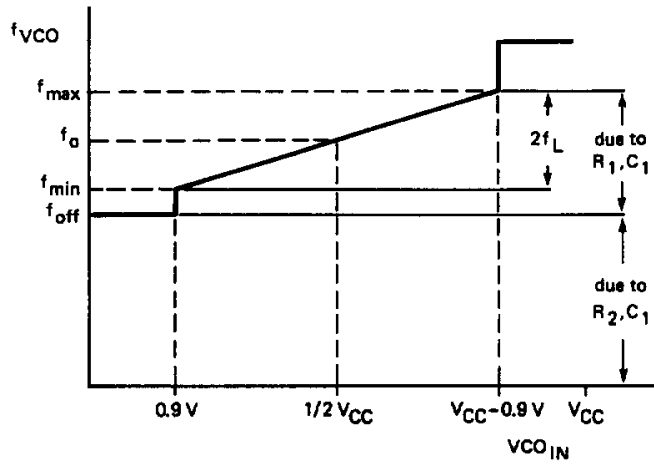


Bild 10: $f_{VCO} = f(V_{VCO IN})|_{R_1, R_2, C_1}$, V4046

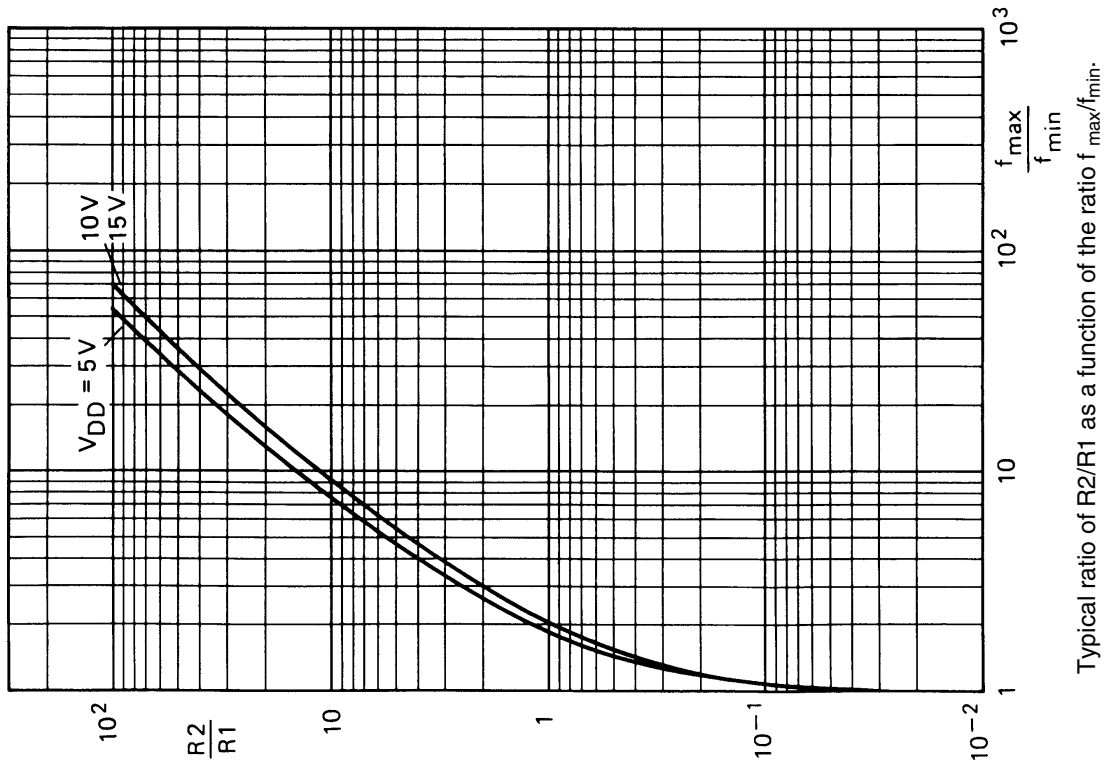


Bild 11: $\frac{R_2}{R_1} = f\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)$, V4046

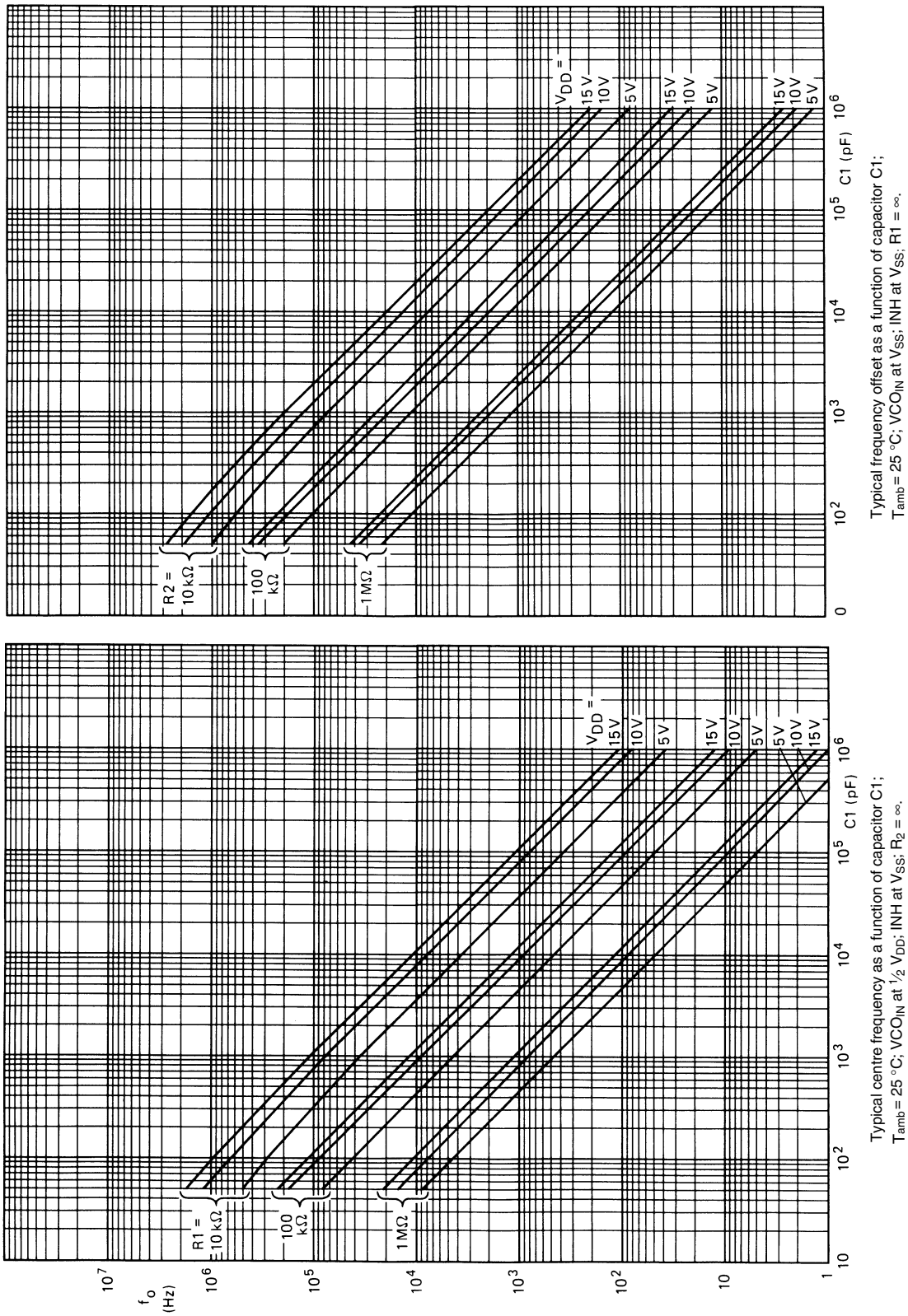


Bild 12: Nomogramme für Frequenzoffset und Mittenfrequenz des VCO, V4046

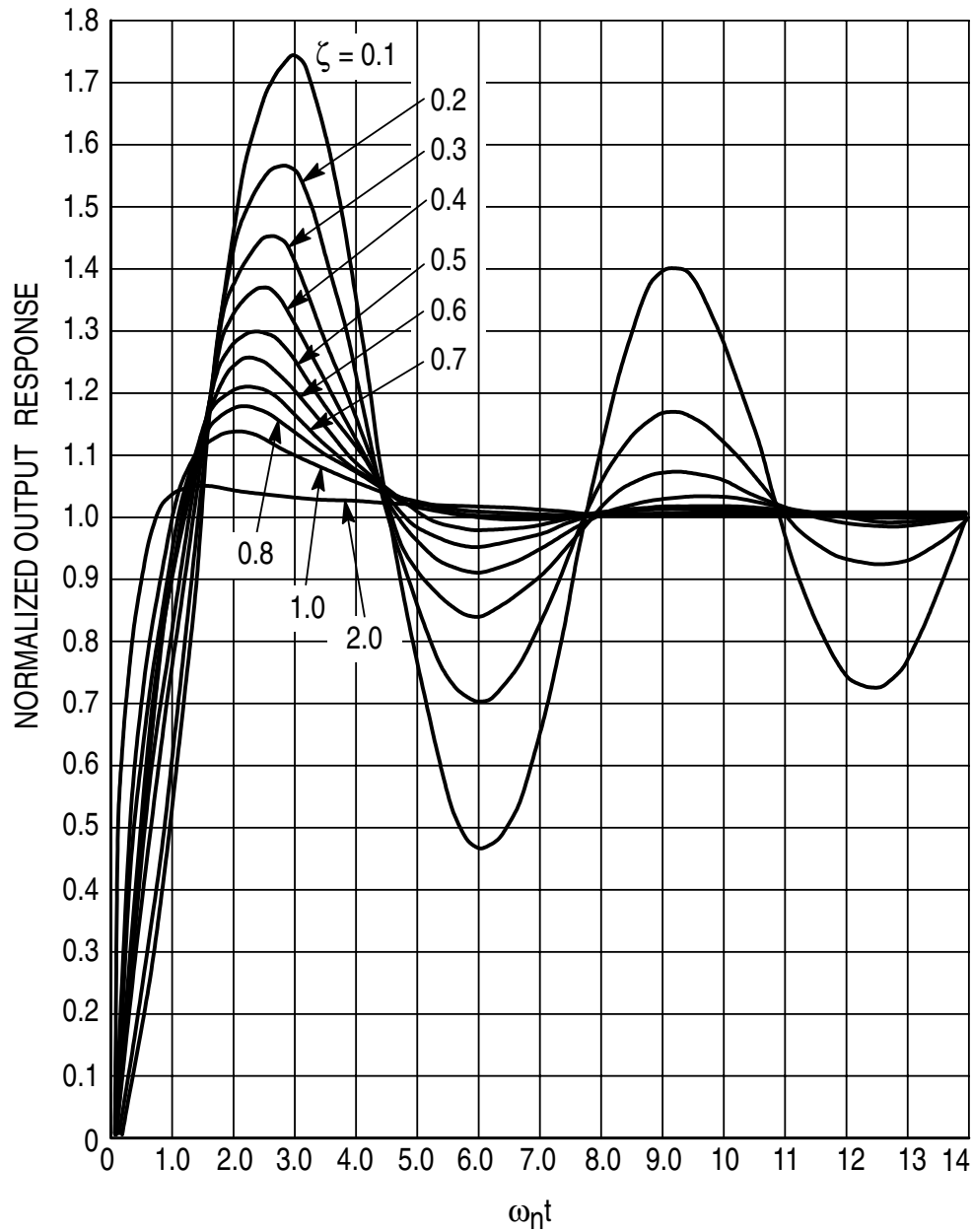


Bild 13: Frequenzsprungantwort für ein System zweiter Ordnung, $\frac{\Delta\omega_e(t)}{\Delta\omega_e\omega_n} = f(\omega_n\tau)$

Geräte

Netzgerät Hameg 8040-2, Pulsgenerator Hameg 8035, Funktionsgenerator Hameg 8030-4, Funktionsgenerator Hameg 8030-5, Zähler Hameg 8021, Digitalvoltmeter, Zweistrahloszillograph Hameg, Baukastensystem ELWE