

NACHRICHTENTECHNISCHES PRAKTIKUM

FREQUENZMODULATION UND –DEMODULATION

1. Theorie der Frequenz- und Phasenmodulation	2
1.1 Allgemeines	2
1.2 Zusammenhang zwischen FM und PM	2
1.3 Kenngrößen der FM und PM	3
1.4 Spektrum und Zeigerdiagramm bei sinusförmiger Modulation	4
1.5 Bandbreite	8
1.6 Träger- und Seitenfrequenzleistungen	9
1.7 Messung der Kenngrößen aus dem Spektrum	10
2. Frequenzmodulation	11
2.1 Allgemeines	11
3. Frequenzdemodulation	12
3.1 Allgemeines	12
3.2 Der PLL-Demodulator	12
3.2.1 Phasendiskriminator	12
3.2.2 Einrastverhalten der digitalen PLL-Schaltung	14
3.2.3 Eingeschwungener Zustand der digitalen PLL-Schaltung	16
3.2.4 Haltebereich	17
4. Aufbau der Versuchsschaltung Modulator	21
4.1 Schaltungsaufbau	21
4.2 Gerätebeschreibung	21
5. Versuchsprogramm Modulator	24
6. Aufbau der Versuchsschaltung Demodulator	25
7. Versuchsprogramm Demodulator	26
8. Literatur	27

1. Theorie der Frequenz- und Phasenmodulation

Die bekanntesten analogen Modulationsverfahren sind die Amplitudenmodulation (AM) und die Frequenzmodulation (FM). In diesem Versuch soll die Frequenzmodulation betrachtet werden, wie sie auch heute noch im analogen Hörfunk Verwendung findet. Die Frequenzmodulation ist ein Sonderfall der Winkelmodulation, ebenso wie die Phasenmodulation. Sowohl die Frequenzmodulation als auch die Phasenmodulation werden im nachfolgenden Kapitel vorgestellt. Bei der Frequenzmodulation wird die Frequenz direkt beeinflusst, bei der Phasenmodulation der Phasenwinkel. Beide Modulationsverfahren lassen sich ineinander überführen.

1.1 Allgemeines

Eine harmonische Schwingung der Form

$$u(t) = \hat{u} \cdot \cos \varphi = \hat{u} \cdot \cos \int \omega dt \quad (\omega = d\varphi / dt) \quad (1.1)$$

kann in den Größen $\hat{u}$, ω und φ verändert werden. Bei Änderung von $\hat{u}$ spricht man von Amplitudenmodulation (AM), bei Änderung von φ von Phasenmodulation (PM) und bei Änderung von ω von Frequenzmodulation (FM).

1.2 Zusammenhang zwischen FM und PM

Wie man im Folgenden erkennen wird, besteht ein enger Zusammenhang zwischen FM und PM. Die Zeitfunktion der FM bzw. PM lautet allgemein

$$u(t) = \hat{U}_T \cdot \cos \varphi(t) = \hat{U}_T \cdot \cos \int \omega(t) dt \quad (1.2)$$

(Trägeramplitude $\hat{U}_T = \text{const.}$).

Bei unmoduliertem Träger gilt

$$\begin{aligned} \omega(t) &= \omega_T = \text{const.} \\ \varphi(t) &= \int \omega(t) dt = \omega_T t + \varphi_0 = \varphi_T \end{aligned} \quad (1.3)$$

φ_0 : konstante Phasenverschiebung;

$\varphi_0 = 0$ durch geeignete Wahl des Zeitpunktes $t = 0$.

Bei PM wird die Nachricht $u_m(t)$ in zeitproportionale Schwankungen der Trägerphase $\varphi(t)$ umgewandelt, was gleichzeitig zu Frequenzschwankungen führt:

$$\varphi(t) = \varphi_T + K_\varphi \cdot u_m(t) \quad (1.4)$$

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_T + K_\varphi \frac{du_m(t)}{dt} \quad (1.5)$$

K_φ ist ein vom Phasenmodulator vorgegebener konstanter Faktor

(lineare Modulationscharakteristik).

Bei FM wird die Nachricht $u_m(t)$ in zeitproportionale Schwankungen der Trägerfrequenz $\omega(t)$ umgewandelt, wodurch gleichzeitig Phasenschwankungen entstehen.

$$\omega(t) = \omega_T + K_\omega \cdot u_m(t) \quad (1.6)$$

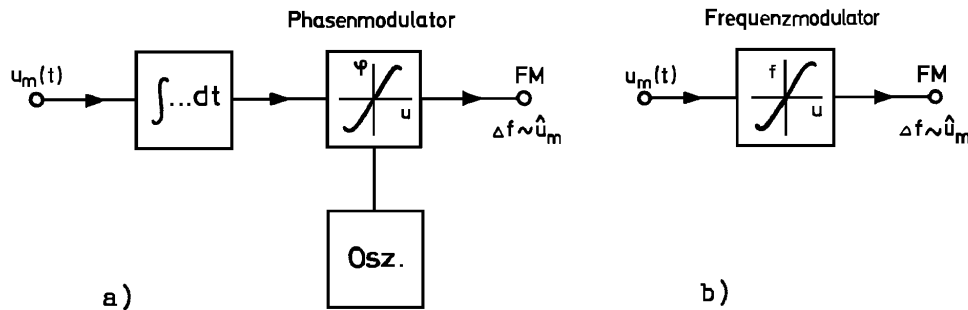


Bild 1.1:

- a) Indirekte FM mit Phasenmodulator durch Integration der Nachricht
b) Direkte FM mit Frequenzmodulator

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= \int \omega(t) dt = \omega_T t + \varphi_0 + K_\omega \int u_m(t) dt \\ &= \varphi_T + K_\omega \int u_m(t) dt \end{aligned} \quad (1.7)$$

K_ω ist ein vom Frequenzmodulator vorgegebener konstanter Faktor (lineare Modulationscharakteristik).

Aus Gl. (1.4), (1.5) und (1.6) erkennt man, dass bei Modulation eines Phasenmodulators mit dem Zeitintegral der Nachrichtenfunktion $u_m(t)$ eine frequenzmodulierte Schwingung entsteht (indirekte FM). Entsprechend zeigen Gl. (1.4), (1.6) und (1.7), dass bei Modulation eines Frequenzmodulators mit der nach der Zeit differenzierten Nachricht $u_m(t)$ eine phasenmodulierte Schwingung entsteht (in der Praxis ohne Bedeutung). Bild 1.1 zeigt im Prinzip die Verfahren der direkten und indirekten FM.

1.3 Kenngrößen der FM und PM

Bei sinusförmigem Modulationssignal

$$u_m(t) = \hat{u}_m \cdot \cos \omega_m t \quad (1.8)$$

folgt für die FM nach Gl. (1.6) und (1.7)

$$\omega(t) = \omega_T + \Delta\omega \cos \omega_m t \quad (1.9)$$

$$\Delta\omega = K_\omega \cdot \hat{u}_m \quad (1.10)$$

$$\varphi(t) = \omega_T t + \varphi_0 + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin \omega_m t = \varphi_T + \Delta\varphi \sin \omega_m t. \quad (1.11)$$

Die Zeitfunktion der FM lautet

$$u(t) = \hat{U}_T \cdot \cos \left[\int (\omega_T + \Delta\omega \cos \omega_m t) dt \right] \quad (1.12)$$

Für die PM ergibt sich nach Gl. (1.4) und (1.5)

$$\varphi(t) = \omega_T t + \varphi_0 + \Delta\varphi \cos \omega_m t = \varphi_T + \Delta\varphi \cos \omega_m t \quad (1.13)$$

$$\Delta\varphi = K_\varphi \cdot \hat{u}_m \quad (1.14)$$

$$\omega(t) = \omega_T - \omega_m \Delta\varphi \sin \omega_m t = \omega_T - \Delta\omega \sin \omega_m t \quad (1.15)$$

und für die Zeitfunktion der PM folgt

$$u(t) = \hat{U}_T \cdot \cos(\varphi_T + \Delta\varphi \cos \omega_m t). \quad (1.16)$$

Dabei bezeichnet man $\Delta\varphi$ als **Phasenhub** (Modulationsindex) und $\Delta f = \Delta\omega / 2\pi$ als **Frequenzhub**. Die Beziehung zwischen Frequenz- und Phasenhub folgt aus der Gl. (1.11) bzw. Gl. (1.15).

$$\Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi} = f_m \cdot \Delta\varphi = \frac{\omega_m}{2\pi} \Delta\varphi. \quad (1.17)$$

In Tabelle I sind die Kenngrößen der PM und FM und ihre Abhängigkeit von der Signalamplitude $\hat{u}_m$ bei linearer Modulationskennlinie zusammengestellt.

	Frequenzhub	Phasenhub
FM	$\Delta f \sim \hat{u}_m$	$\Delta\varphi = \Delta f / f_m$
PM	$\Delta f = f_m \cdot \Delta\varphi$	$\Delta\varphi \sim \hat{u}_m$

Tabelle I: Kenngrößen von PM und FM

1.4 Spektrum und Zeigerdiagramm bei sinusförmiger Modulation

Das von der AM her bekannte Verfahren der Aufspaltung in Trägerfrequenz und Seitenbänder kann auch bei der FM angewandt werden. Ausgehend von Gl. (1.12) ergibt sich bei $\varphi_0 = 0$:

$$\begin{aligned} u(t) &= \hat{U}_T \cdot \cos(\omega_T t + \Delta\varphi \sin \omega_m t) \\ &= \hat{U}_T [\cos \omega_T t \cdot \cos(\Delta\varphi \sin \omega_m t) - \sin \omega_T t \sin(\Delta\varphi \sin \omega_m t)]. \end{aligned} \quad (1.18)$$

Die Ausdrücke $\sin(\Delta\varphi \sin \omega_m t)$ und $\cos(\Delta\varphi \sin \omega_m t)$ sind periodische Funktionen der Zeit und als Fourierreihe darstellbar.

Es gilt

$$e^{j\Delta\varphi \sin \omega_m t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \cdot e^{jn\omega_m t} \quad (1.19)$$

mit

$$c_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\Delta\varphi \sin x - nx)} dx = J_n(\Delta\varphi). \quad (1.20)$$

$J_n(\Delta\varphi)$ sind Besselfunktionen erster Art n -ter Ordnung zum Argument $\Delta\varphi$.
Für gerade Ordnung n gilt

$$J_n(\Delta\varphi) = J_{-n}(\Delta\varphi) = J_n(-\Delta\varphi) \quad (1.21)$$

und für ungerade Ordnung n

$$J_n(\Delta\varphi) = -J_{-n}(\Delta\varphi) = -J_n(-\Delta\varphi). \quad (1.22)$$

Mit

$$\begin{aligned} \cos(\Delta\varphi \sin \omega_m t) &= J_0(\Delta\varphi) + 2J_2(\Delta\varphi) \cos 2\omega_m t \\ &\quad + 2J_4(\Delta\varphi) \cos 4\omega_m t + \dots \end{aligned} \quad (1.23)$$

und

$$\sin(\Delta\varphi \sin \omega_m t) = 2J_1(\Delta\varphi) \sin \omega_m t + 2J_3(\Delta\varphi) \sin 3\omega_m t + \dots \quad (1.24)$$

folgt

$$\begin{aligned} u(t) &= \hat{U}_T \left\{ J_0(\Delta\varphi) \cos \omega_T t + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\Delta\varphi) \left[\cos(\omega_T + n\omega_m)t + (-1)^n \cos(\omega_T - n\omega_m)t \right] \right\} \\ &= \hat{U}_T R_e \left\{ e^{j\omega_T t} \left[J_0(\Delta\varphi) + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\Delta\varphi) \left(e^{jn\omega_m t} + (-1)^n e^{-jn\omega_m t} \right) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (1.25)$$

Gl. (1.25) zeigt, dass die spektrale Trägeramplitude von der Besselfunktion 0. Ordnung zum Argument $\Delta\varphi$ abhängt, während die Seitenbandamplituden den Werten der Besselfunktion höherer Ordnung entsprechen. In den Bildern 1.2 und 1.3 sind die für die Amplitudenverteilung der einzelnen Seitenfrequenzen und der Trägerfrequenz maßgebenden Besselfunktionen $J_n(\Delta\varphi)$ dargestellt.

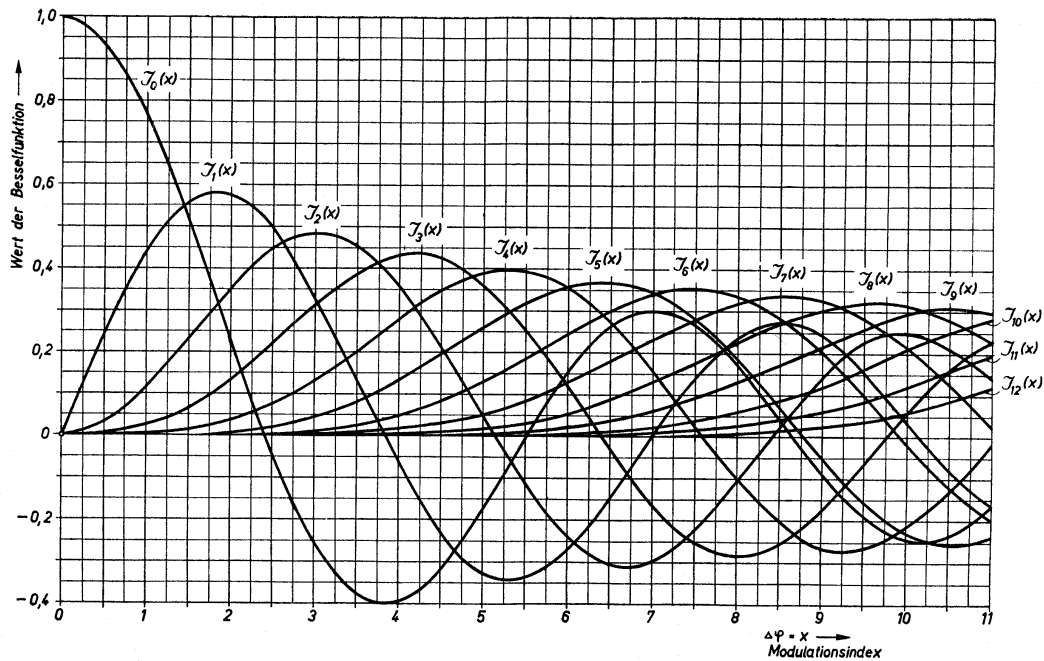


Bild 1.2: Verlauf der Besselfunktion $J_n(x)$ für $n = 0 \dots 12$
in Abhängigkeit vom Argument nach Jahnke-Emde
(Jahnke-Emde, Tafeln höherer Funktionen)

Unter Berücksichtigung der Beziehung (1.25) erkennt man, dass die Spektralverteilung bei gegebenem Phasenhub $\Delta\varphi$ einem Schnitt durch das „Besselgebirge“ (Bild 1.3) im Abstand $\Delta\varphi$ parallel zur $n - J_n$ -Ebene entspricht.

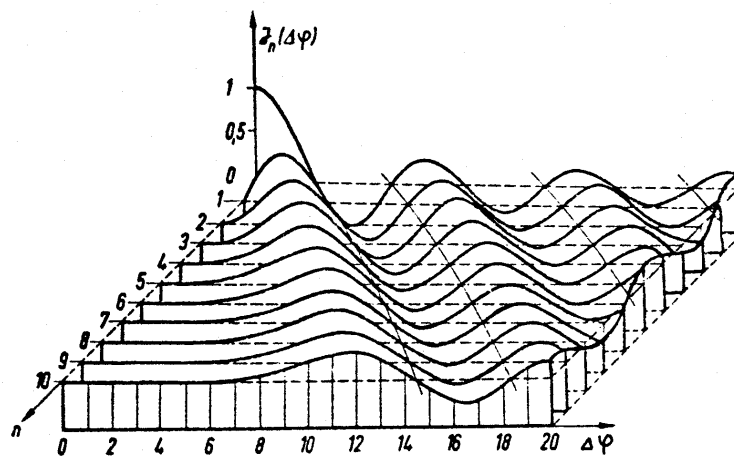


Bild 1.3: Besselfunktionen $J_n[\Delta\varphi]$ in dreidimensionaler Darstellung (Besselgebirge)

Für die Spektralverteilung ist also lediglich der Phasenhub maßgebend. Je größer dieser ist, desto mehr Seitenfrequenzen mit nicht zu vernachlässigender Amplitude tauchen auf. Der Abstand der Spektrallinien vom Träger f_T beträgt $n \cdot f_m$.

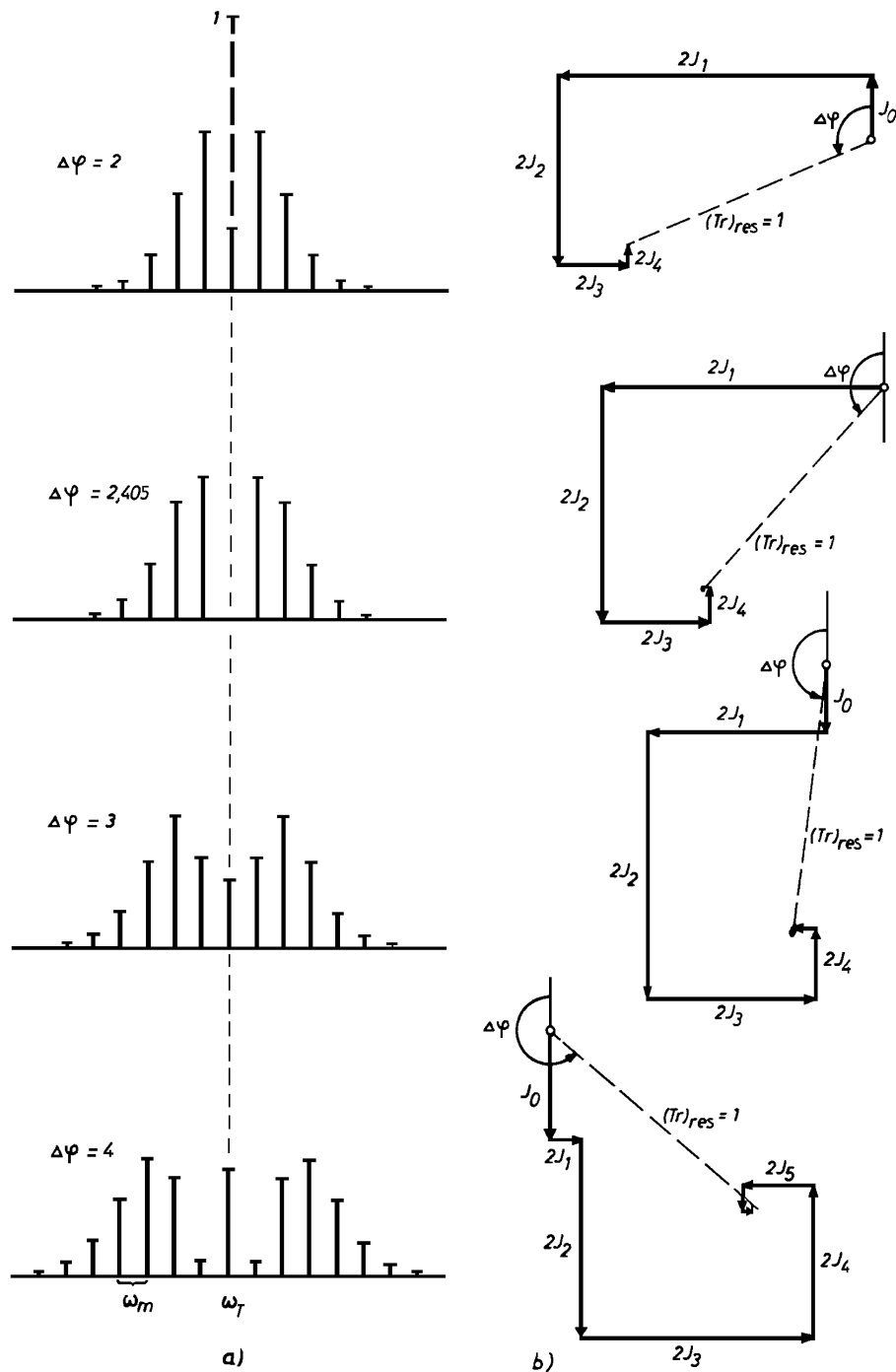


Bild 1.4: Spektren der Zeigerdiagramme frequenzmodulierter Schwingungen ($f_m = \text{const.}$).
 Zeigerdiagramme für jeweils den größten Phasenhub $\Delta\varphi$ ($\omega_m t = \pi/2$)
 (Beträge der Amplituden dargestellt)

Das Spektrum weist Amplitudensymmetrie auf. Bild 1.4 zeigt einige Spektren und Zeigerdiagramme frequenzmodulierter Schwingungen bei verschiedenen Phasenhüben ($f_m = \text{const.}$!).

Man sieht im Bild 1.4b, dass der resultierende Träger in der Amplitude konstant bleibt und in der Phase um $\Delta\varphi$ gegenüber der Mittellage schwankt. Für kleinere Phasenhübe $\Delta\varphi < 0,2$ folgt aus Gl. (1.25)

$$u(t) \approx \hat{U}_T \left\{ \cos \omega_T t + \frac{\Delta\varphi}{2} [\cos(\omega_T + \omega_m)t - \cos(\omega_T - \omega_m)t] \right\} \\ \approx \hat{U}_T \cdot R_e \left\{ e^{j\omega_T t} \left[1 + \frac{\Delta\varphi}{2} (e^{j\omega_m t} - e^{-j\omega_m t}) \right] \right\}. \quad (1.26)$$

Damit ergibt sich für kleine Phasenhübe eine formale Ähnlichkeit mit der AM. Die Unterschiede sind im Zeigerdiagramm (Bild 1.5) zu sehen. Während sich bei AM die beiden Seitenfrequenzen vektoriell so addieren, dass die Resultierende in die Richtung des Trägers fällt, erfolgt bei FM eine Phasendrehung von 90° . Der resultierende Träger weist daher bei etwa konstanter Größe ($\Delta\varphi < 0,2$) eine Phasenverschiebung von $\Delta\varphi$ auf. Bei der Spektralmessung wird man keinen Unterschied zwischen dem Spektrum der AM und dem der FM für ($\Delta\varphi < 0,2$) feststellen. Für kleine Phasenhübe ist eine Umwandlung von AM in FM durch 90° -Phasendrehung des Trägers möglich (Armstrong-Frequenzmodulator).

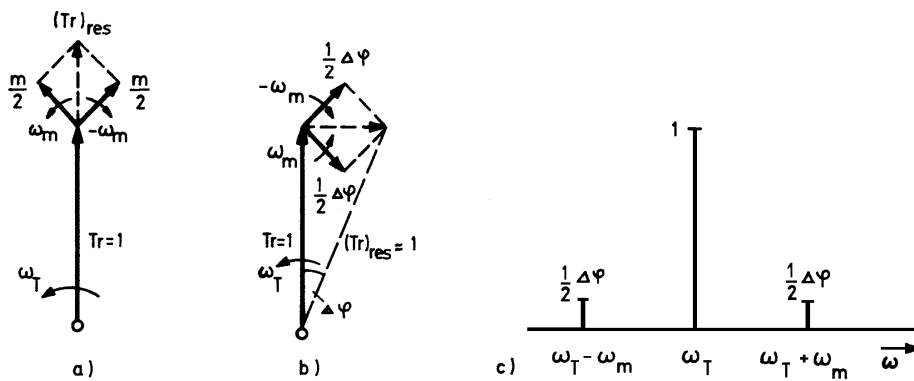


Bild 1.5: Zeigerdiagramm für $\hat{u}_T = 1$

- a) AM
- b) FM mit $\Delta\varphi < 0,2$
- c) Spektrum der FM mit $\Delta\gamma < 0,2$
(Beträge der Amplituden aufgetragen)

1.5 Bandbreite

Für ideale, verzerrungsfreie FM ist die Bandbreite nach Gl. (1.25) unendlich groß. Eine Bandbegrenzung führt zu Modulationsverzerrungen und zu einer Stör-Amplitudenmodulation. Es zeigt sich jedoch, dass Seitenbandamplituden, die weiter von der Trägerfrequenz abliegen als es dem Frequenzhub Δf entspricht, schnell abfallen.

Dies geschieht um so ausgeprägter, je größer der Phasenhub bei ($\Delta f = \text{const.}$) ist.

Als notwendige Bandbreite kann man – je nach den zulässigen Verzerrungen – die Spektralbreite ansehen, bei der alle außerhalb auftretenden Spektrallinien unterhalb eines Grenzwertes liegen, z.B. 10% der unmodulierten Trägeramplitude (d.h. 1% der Leistung). Als Näherungsgleichung für die hochfrequente Bandbreite B_H gilt dann

$$B_H \approx 2(\Delta f + f_m). \quad (1.27)$$

Bei großen Phasenhüben ($\Delta\varphi > 20$; $f_m \ll \Delta f$) ist Δf allein ein Maß für die Bandbreite $B_H \approx 2\Delta f$ (Wobblung). Für kleine Phasenhübe ($f_m \gg \Delta f$) bestimmt wie bei AM f_m die Bandbreite $B_H \approx 2f_m$. Bei FM wird eine wesentlich höhere Bandbreite benötigt als bei AM. Beispielsweise gelten für Rundfunksender folgende Daten:

FM: UKW (80 ... 100 MHz)

$$(f_m)_{\max} = 15 \text{ kHz}; \quad \Delta f_{\max} = 75 \text{ kHz}; \quad B_H = 180 \text{ kHz};$$

AM: MW (0,5 ... 1,6 MHz)

$$(f_m)_{\max} = 4,5 \text{ kHz}; \quad B_H = 9 \text{ kHz}.$$

Durchläuft ein FM-Signal einen Übertragungsvierpol, der einen nichtkonstanten Amplitudengang $a(f)$ und einen nichtlinearen Phasengang $\varphi(f)$ aufweist, so entsteht am Ausgang eine nichtlinear verzerrte FM (Phasenmodulationsverzerrung, Stör-AM). Durch Amplitudenbegrenzung lässt sich die Stör-AM beseitigen. Bei symmetrischer Dämpfungsverzerrung tritt ein kubischer, bei unsymmetrischer Dämpfungsverzerrung auch ein quadratischer Klirrfaktor auf. Ebenso ergeben sich bei zur Mittenfrequenz f_T schiefssymmetrischer, nichtlinearer Phasenkurve kubische, bei unsymmetrischer Phasenkurve auch quadratische Verzerrungen. In den Grenzfällen $\omega_m \Delta\omega \rightarrow 0$ (quasi-statische Verzerrungen) hat der Amplitudengang keinen Einfluss auf die Modulationsverzerrungen (Vernachlässigung der Einschwingvorgänge). Es treten hier die nichtlinearen Verzerrungen nur über die Phasenkurve auf.

1.6 Träger- und Seitenfrequenzleistungen

Die Gesamtleistung des Spektrums bei FM ergibt sich zu

$$P_{\text{ges}} = G \cdot U_T^2 \left[J_0^2(\Delta\varphi) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(\Delta\varphi) \right] \quad (1.28)$$

$G \cdot U_T^2$: Leistung des unmodulierten Trägers

mit

$$J_0^2(\Delta\varphi) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(\Delta\varphi) = 1. \quad (1.29)$$

Das bedeutet, dass die Gesamtleistung des Senders bei Frequenz- und Phasenmodulation nicht geändert wird. Die Leistung wird lediglich entsprechend der Aussteuerung mehr oder weniger auf die Seitenfrequenzen verteilt (Bild 1.6). Bei AM kann die Gesamtleistung dagegen maximal bis auf die 1,5-fache Trägerleistung anwachsen.

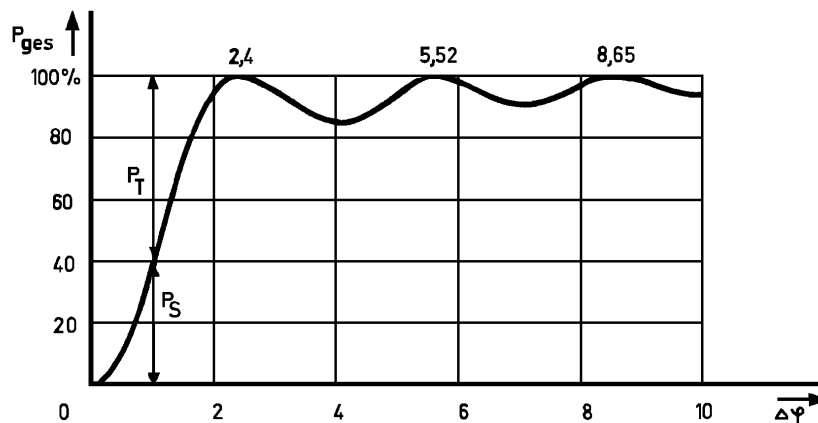


Bild 1.6: Leistungsverteilung auf Träger- und Seitenfrequenzen bei FM
(P_T : Trägerleistung, P_S : Seitenfrequenzleistung)

1.7 Messung der Kenngrößen aus dem Spektrum

Unter Benutzung der bisher abgeleiteten Gesetzmäßigkeiten lassen sich die Kenngrößen einer frequenzmodulierten Schwingung direkt aus dem aufgenommenen Spektrum ablesen. Am geeignetsten zur Messung des Phasenhubs sind bei sinusförmiger Modulation die Nullstellen des Trägers bzw. der Seitenfrequenzen. Die erste Nullstelle des Trägers liegt bei

$$\Delta\varphi = 2,405. \quad (1.30)$$

Damit folgt hier bei bekannter Modulationsfrequenz (Abstand zweier benachbarter Spektrallinien)

$$\Delta f = 2,405 \cdot f_m. \quad (1.31)$$

Die Werte der Besselfunktion, die zu einem bestimmten Phasenhub gehören, berechnen sich aus dem gemessenen Amplitudenspektrum

$$J_0(\Delta\varphi) = \hat{u}_T / \hat{U}_T \quad (1.32)$$

$$J_n(\Delta\varphi) = \hat{u}_{sn} / \hat{U}_T \quad (1.33)$$

$\hat{U}_T$: Amplitude des unmodulierten Trägers

$\hat{u}_T$: Amplitude des modulierten Trägers

$\hat{u}_{sn}$: Amplitude der Seitenfrequenzbänder mit

$n = 1; 2; 3 \dots$ für $f > f_T$

$n = -1; -2; -3 \dots$ für $f < f_T$.

2. Frequenzmodulation

2.1 Allgemeines

Bei den Verfahren zur Frequenzmodulation unterscheidet man zwischen direkten und indirekten Frequenzmodulatoren. Bei direkter FM wird z.B. eine Reaktanzstufe (Röhre, Transistor, Kapazitätsdiode) parallel zum frequenzbestimmenden Schwingkreis des Oszillators geschaltet (Nachteil: Oszillatorfrequenz kann nicht quarzstabilisiert werden. Stabilisierung der Trägermittelfrequenz f_T durch Phasendiskriminator). Bei indirekter FM wird ein Quarzoszillator in der Phase moduliert (PM), wobei die Phasensteuerung mit der Integralfunktion der Nachricht erfolgt.

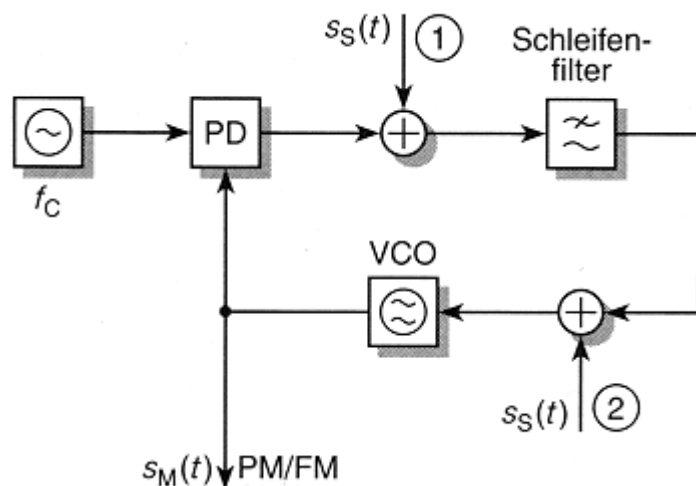


Bild 2.1: Blockschaltbild eines Phase-Locked-Loop-Kreises zur Modulation

Eine Frequenz- oder Phasenmodulation kann auch mit einer einfachen Phasenregelschleife (Phased-Locked-Loop, PLL) erzeugt werden. In Bild 2.1 aus [3] ist eine solche Schleife abgebildet die über die zwei Eingänge sowohl Phasen- (1) als auch Frequenzmodulation (2) erlaubt. Das Schleifenfilter integriert dabei das phasenmodulierte Signal. Das Prinzip der PLL-Schaltung wird bei der Frequenzdemodulation in Kapitel 3 erläutert.

3. Frequenzdemodulation

3.1 Allgemeines

3.2 Der PLL-Demodulator

Das Blockschaltbild eines Phase-Locked-Loop-Kreises (PLL) ist in Bild 3.1 dargestellt. Es ist ein rückgekoppeltes System, bei dem die Frequenz ω_2 eines Voltage-Controlled-Oszillators (VCO) stets so nachgeführt wird, dass sie gleich der Eingangsfrequenz ω_1 des Systems ist. Betrachtet man das System im eingeschwungenen Zustand, so entsteht bei gegebener Eingangsfrequenz ω_1 eine Spannung $u_F(t)$ am Ausgang des Filters F , die den VCO so steuert, dass die Frequenzdifferenz $\omega_e = \omega_1 - \omega_2$ am Eingang eines sogenannten Phasendiskriminators (PD) Null wird. Wird ω_1 verändert, so ändert sich $u_F(t)$ in der Weise, dass ω_2 der Eingangsfrequenzänderung folgt. Bei einer linearen Spannungs-Frequenz-Abhängigkeit des VCOs ergibt sich damit bei einem frequenzmodulierten Eingangssignal am Ausgang des Filters das demodulierte NF-Signal.

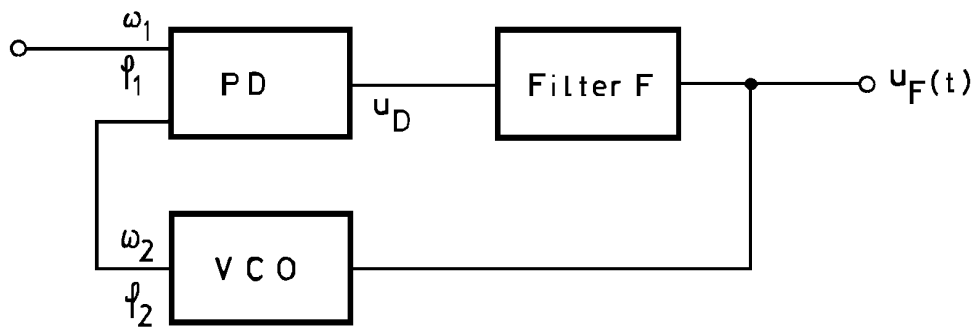


Bild 3.1: Blockschaltbild eines Phase-Locked-Loop-Kreises

3.2.1 Phasendiskriminator

Ein Phasendiskriminator dient in der PLL-Schaltung als vergleichendes Element zwischen der Phase des Eingangssignals und der Phase der internen Regelfrequenz der PLL-Schaltung. Das Ausgangssignal entspricht im Idealfall der Phasendifferenz der beiden Eingangssignale.

Phasendiskriminatoren können mit analogen und mit digitalen Schaltkreisen aufgebaut werden. Bei Verwendung von digitalen Schaltungen müssen beide Eingangssignale rechteckförmig sein oder aber genügend große Steilheit in den Nulldurchgängen besitzen. Bild 3.2 zeigt den Aufbau eines digitalen Phasendiskriminators, der im Wesentlichen aus zwei flankengetriggerten D-Flip-Flops (FF1 und FF2) besteht.

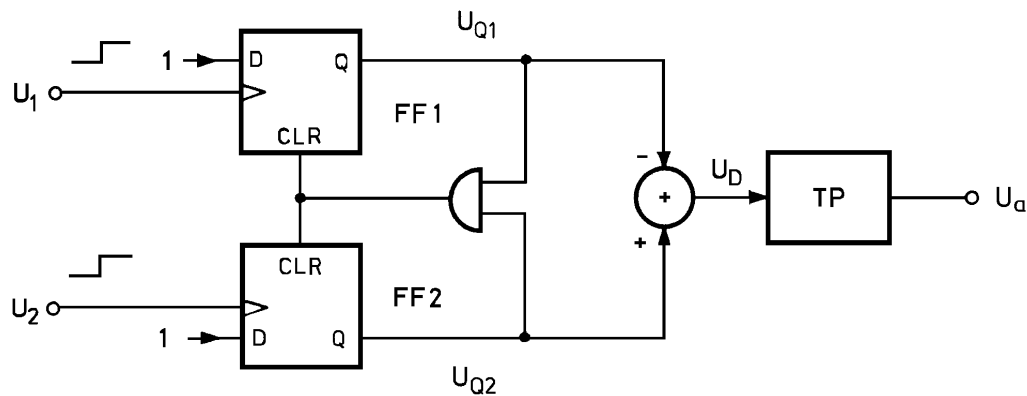


Bild 3.2: Digitaler Phasendiskriminator

Zur Erläuterung der Funktion wird angenommen, dass beide Flip-Flops gelöscht sind. Wenn die Spannung u_2 der Spannung u_1 vorausseilt ($\varphi > 0$), tritt zuerst eine positive Flanke von u_2 auf. Dadurch wird das FF2 gesetzt. Es verbleibt in diesem Zustand, bis die nachfolgende positive Flanke von u_1 das FF1 setzt. Der Zustand, dass beide Flip-Flops gesetzt sind, existiert jedoch nur während der Signallaufzeit durch das FF1, da anschließend beide Flip-Flops über das UND-Gatter zurückgesetzt werden. Bild 3.3 zeigt, dass am Ausgang des Subtrahierers (u_D) eine Folge von positiven Rechteckimpulsen auftritt.

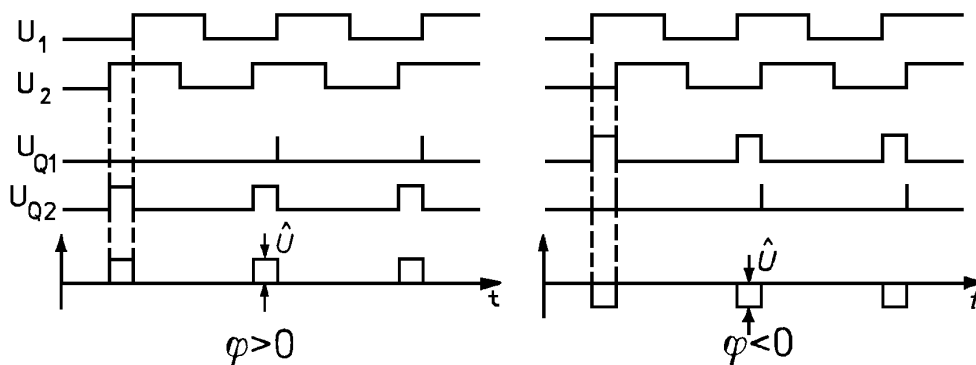


Bild 3.3: Eingangs- und Ausgangssignale des Phasendiskriminators

Entsprechend ergibt sich eine Folge von negativen Impulsen, wenn die positive Flanke von u_2 nach der von u_1 eintrifft, d.h. wenn $\varphi < 0$ ist. Dieses Verhalten lässt sich zusammenfassend in Form des Zustandsdiagrammes (Bild 3.4) darstellen. Die Dauer der Ausgangsimpulse ist gleich der Zeitdifferenz zwischen den positiven Flanken von u_1 und u_2 . Am Ausgang des Tiefpasses ergibt sich damit der Mittelwert

$$u_a = \hat{U} \frac{\Delta t}{T} = \hat{U} \cdot \frac{\varphi}{2\pi}.$$

Da der Betrag der Zeitdifferenz proportional zu φ zunimmt, ergibt sich ein linearer Phasenmessbereich von $\pm 2\pi$. Beim Überschreiten dieser Grenze springt die Ausgangsspannung auf Null und wächst dann wieder mit dem ursprünglichen Vorzeichen weiter. Damit ergibt sich die sägezahnförmige

Kennlinie in Bild 3.4. Wichtig ist, dass die Kennlinie für $\varphi > 0$ immer positiv und für $\varphi < 0$ immer negativ ist.

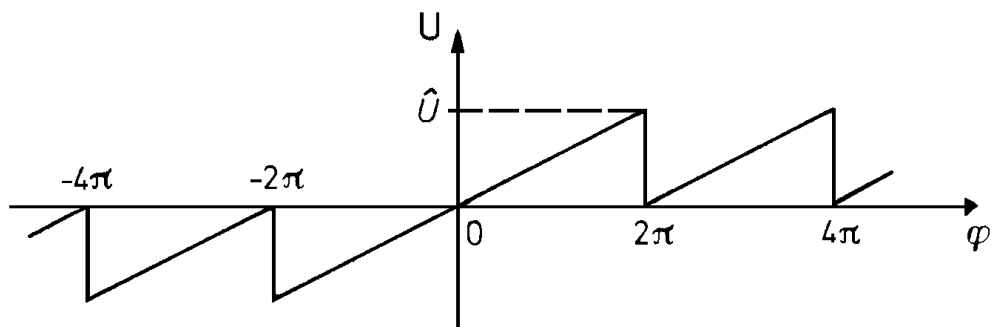


Bild 3.4: Kennlinie des Phasendiskriminators

Wenn nämlich in Bild 3.1 z.B. die Frequenz ω_2 größer als ω_1 ist, steigt die Phasenverschiebung proportional zur Zeit auf immer größere Werte an. Nach Bild 3.4 ergibt sich dadurch für U_D eine Spannung mit positivem Mittelwert. In der PLL-Schaltung nach Bild 3.2 erniedrigt die Spannung U_D die Frequenz ω_2 des VCOs dann so lange, bis sie mit ω_1 übereinstimmt.

3.2.2 Einrastverhalten der digitalen PLL-Schaltung

Aufgrund der beschriebenen Eigenschaften des digitalen Phasendiskriminators findet ein Ziehvorgang von jeder beliebigen Frequenz auf die geforderte Frequenz hin statt.

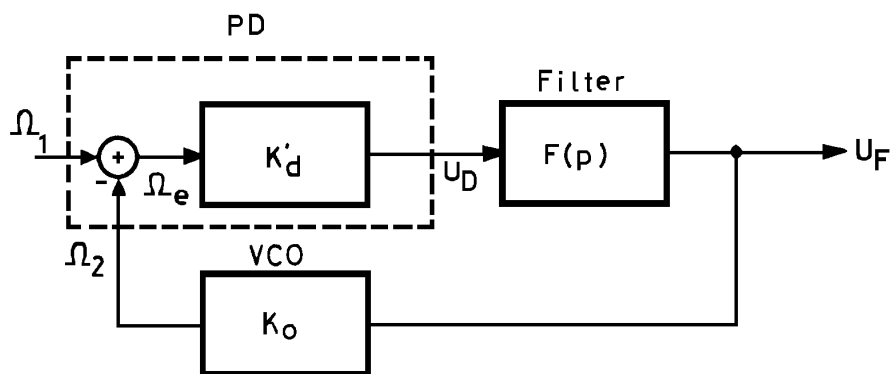


Bild 5.2: Ersatzschaltbild der PLL für den ausgerasteten Zustand

Dieser Einrastvorgang lässt sich mathematisch anhand des in Bild 5.2 dargestellten Ersatzschaltbildes beschreiben. Es wird angenommen, dass die Ausgangsspannung U_D des PDs in erster Näherung linear von der Frequenzdifferenz $\omega_e = \omega_1 - \omega_2$ am Eingang abhängt. Die transformierten Gleichungen lauten dann für

$$\text{den PD : } U_D(p) = K'_d [\Omega_1(p) - \Omega_2(p)] = K'_d \Omega_e(p), \quad (5.1)$$

$$\text{das Filter : } U_F(p) = F(p) U_D(p), \quad (5.2)$$

$$\text{den VCO : } \Omega_2(p) = K_0 U_F(p), \quad (5.3)$$

K'_d : Diskriminatorsteilheit

K_0 : Oszillatorsteilheit.

Für die Frequenzdifferenz $\Omega_e(p)$ ergibt sich mit Gl. (5.1) bis Gl. (5.3) im geschlossenen Regelkreis

$$\Omega_e(p) = \frac{1}{1 + K_0 K'_d F(p)} \Omega_1(p). \quad (5.4)$$

Gibt man einen Frequenzsprung $\Delta\omega$ auf den Eingang, dann ergibt sich

$$\Omega_1(p) = \frac{\Delta\omega}{p}, \quad (5.5)$$

und man erhält nach dem Endwerttheorem der Laplace-Transformation

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \omega_e(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \Omega_e(p)$$

für den Frequenzoffset im eingeschwungenen Zustand

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \omega_e(t) = \frac{\Delta\omega}{1 + K_0 K'_d F(0)}. \quad (5.6)$$

Da der Frequenzoffset $\omega_e = 0$ werden soll, wird demnach eine Filterfunktion $F(p)$ benötigt, die bei $p = 0$ einen Pol aufweist. Realisiert wird diese Funktion durch ein aktives Filter, dessen Schaltung Bild 5.3 zeigt.

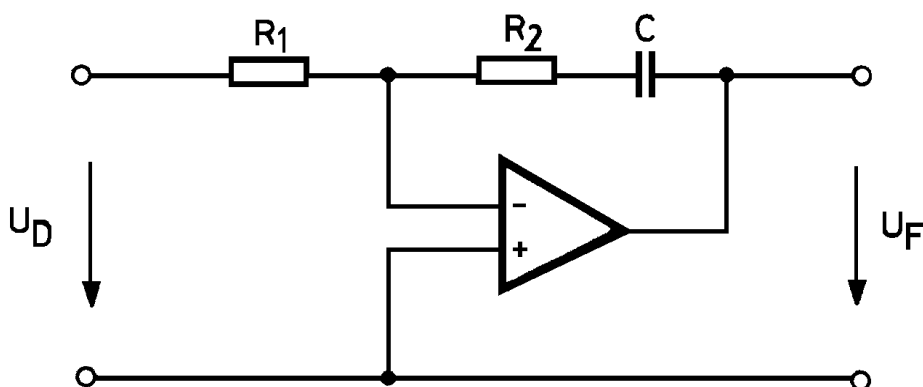


Bild 5.3: Aktives Filter (PI-Regler)

Die Übertragungsfunktion lautet

$$F(p) = \frac{U_F}{U_D} = - \frac{1 + p\tau_2}{p\tau_1} \quad (5.7)$$

mit $\tau_1 = R_1C$ und $\tau_2 = R_2C$.

3.2.3 Eingeschwungener Zustand der digitalen PLL-Schaltung

Bild 5.4 zeigt das regeltechnische Ersatzschaltbild für den eingeschwungenen Zustand der PLL-Schaltung.

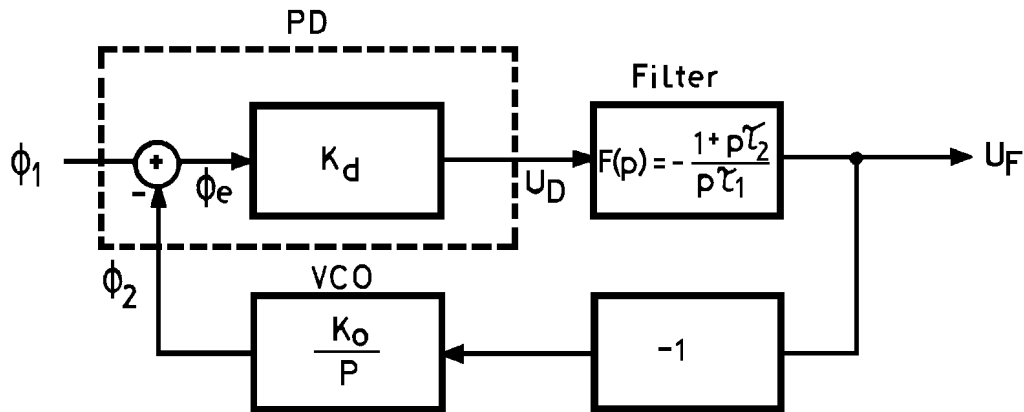


Bild 5.4: Ersatzschaltbild des PLL für den eingerasteten Zustand

Durch den Verstärker $v = -1$ wird das invertierende Verhalten des Filters kompensiert. Der PD arbeitet dann nur noch phasensensitiv, so dass das Verhalten des PDs anhand des Phasenverlaufes beschrieben werden kann. Ausgehend vom synchronisierten Zustand erhält man dann mit Bild 5.5 für die Übertragungsfunktion

$$G(p) = \frac{\Phi_2}{\Phi_1} = \frac{1 + 2D \frac{p}{\omega_n}}{\left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2 + 2D \frac{p}{\omega_n} + 1} \quad (5.8)$$

und für den Phasenoffset bezogen auf die Eingangsphase Φ_1

$$G_e(p) = \frac{\Phi_e}{\Phi_1} = \frac{\left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2}{\left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2 + 2D \frac{p}{\omega_n} + 1}. \quad (5.9)$$

Außerdem ist für den Versuch die Abhängigkeit der Filterausgangsspannung U_F von der Eingangsgröße Φ_1 von Bedeutung, weil damit der Zusammenhang zwischen dem demodulierten Signal und der Eingangsgröße ausgedrückt wird:

$$H(p) = \frac{U_F}{\Phi_1} = \frac{-p}{K_0} \frac{1 + 2D \frac{p}{\omega_n}}{\left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2 + 2D \frac{p}{\omega_n} + 1} \quad (5.10)$$

Die Gleichungen (5.8) bis (5.10) sind in normierter Form dargestellt. Dabei werden die normierten Größen

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_d K_0}{\tau_1}} \quad (5.11)$$

$$D = \frac{1}{2} \tau_2 \sqrt{\frac{K_d K_0}{\tau_1}} \quad (5.12)$$

verwendet. K_d ist die Phasendiskriminatorsteilheit.

3.2.4 Haltebereich

Der Haltebereich ist der Bereich, in dem die PLL-Schaltung statisch stabil arbeiten kann. Bei dem gewählten digitalen PD muss dafür der Betrag des Phasenfehlers $|\varphi_e| < 2\pi$ sein. Eine Frequenzänderung $\Delta\omega$ am Eingang ergibt die Störphase

$$\varphi_1(t) = \int \Delta\omega dt = \Delta\omega \cdot t. \quad (5.13)$$

Für den Phasenfehler ergibt sich mit dieser Anregung aus Bild 5.4 allgemein der stationäre Endwert zu

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi_e(t) = \frac{\Delta\omega}{K_0 K_d F(0)}. \quad (5.14)$$

Der maximale Fehler legt den Haltebereich $\Delta\omega_H$ fest:

$\varphi_{e\max} = 2\pi$ eingesetzt in Gl. (5.14) liefert

$$\Delta\omega_H = 2\pi K_0 K_d F(0) \quad (5.15)$$

Mit der gewählten Funktion $F(p)$ nach Gl. (5.7) bedeutet dies, dass theoretisch der Haltebereich $\Delta\omega_H$ unendlich groß ist. In der Praxis wird er jedoch durch die Aussteuerungsgrenzen des VCOs beschränkt.

3.2.5 Dynamisches Verhalten

Im eingerasteten Zustand lässt sich das dynamische Verhalten der PLL-Schaltung mit den Gleichungen (5.8) bis (5.10) beschreiben. Damit lassen sich bei einer bekannten Anregung $\varphi_1(t)$ die gewünschten Ausgangsgrößen berechnen.

3.2.5.1 Rechteckförmige Frequenzmodulation

Wenn die Periodendauer der Rechteckfunktion so groß ist, dass das System nach jedem Sprung mit Sicherheit wieder den eingeschwungenen Zustand erreicht, dann kann man das Systemverhalten auch mit Hilfe einer Sprungfunktion $\Delta\omega$ als Anregung untersuchen. Für die Frequenz des Eingangssignals gilt dann mit Gl. (5.1)

$$\omega_1 = \omega_{11} + \Delta\omega \delta(t) \quad (5.16)$$

mit ω_{11} als Frequenz des eingeschwungenen Zustandes und $\Delta\omega$ als Größe des Sprunges, d.h. die Änderung der Eingangsphase erfolgt nach

$$\varphi_1 = \Delta\omega \cdot t \quad (5.17)$$

bzw. als transformierte Größe

$$\Phi_1 = \frac{\Delta\omega}{p^2}. \quad (5.18)$$

Durch Einsetzen von Gl. (5.18) in Gl. (5.9) und Gl. (5.10) erhält man

$$\Phi_e = \frac{\left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2}{\left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2 + 2D\frac{p}{\omega_n} + 1} \frac{\Delta\omega}{p^2} \quad (5.19)$$

$$U_F = -\frac{1}{K_0} p \frac{1 + 2D\frac{p}{\omega_n}}{\left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2 + 2D\frac{p}{\omega_n} + 1} \frac{\Delta\omega}{p^2}. \quad (5.20)$$

Die Rücktransformation von Gl. (5.19) und Gl. (5.20) ergibt für $D < 1$

$$\varphi_e(t) = \frac{\Delta\omega}{\omega_n} \frac{e^{-D\omega_n t}}{\sqrt{1-D^2}} \sin \sqrt{1-D^2} \omega_n t \quad (5.21)$$

$$u_F(t) = \frac{\Delta\omega}{K_0} \left[1 - e^{-D\omega_n t} \left(\cos \sqrt{1-D^2} \omega_n t - \frac{3D}{\sqrt{1-D^2}} \sin \sqrt{1-D^2} \omega_n t \right) \right] \quad (5.22)$$

Die stationären Endwerte sind:

$$\varphi_{est} = 0$$

$$U_{Fst} = 0.$$

Die Sprungantwort von $\varphi_e(t)$ ist in Bild 5.5 für verschiedene Werte von D dargestellt. Die Dimensionierung des Filterkreises ist mit den vorangegangenen Überlegungen jetzt so vorzunehmen, dass bei der Sprunganregung φ_e den Wert $\varphi_e = 2\pi$ nicht überschreitet, da in diesem Augenblick das System instabil wird. Diese Bedingung muss auch bei sinusförmiger Frequenzmodulation eingehalten werden.

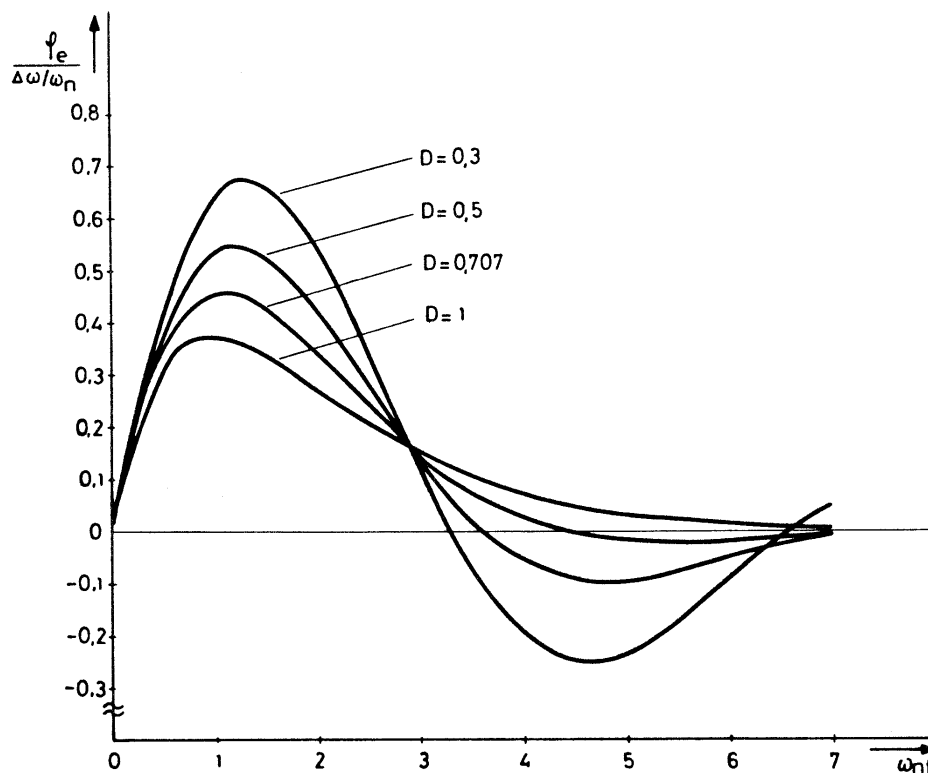


Bild 5.5: Sprungantwort des Phasenfehlers $\hat{\varphi}_e(t)$ beim PLL-Demodulator

3.2.5.2 Sinusförmige Frequenzmodulation

In diesem Fall gilt

$$\omega_1 = \omega_{11} + \Delta\omega \cos \omega_m t \quad (5.23)$$

mit ω_m als Modulationsfrequenz und $\Delta\omega$ als Frequenzhub. Damit erhält man

$$\varphi_1 = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin \omega_m t \quad (5.24)$$

und

$$\Phi_1(p) = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \frac{\omega_m}{p^2 + \omega_m^2}. \quad (5.25)$$

Die Filterausgangsspannung U_F ergibt sich dann mit Gl. (5.10) zu

$$U_F(p) = H(p) \frac{\omega_m}{p^2 + \omega_m^2} \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \quad (5.26)$$

Nach Abklingen der Einschwingvorgänge erhält man

$$\lim_{t \rightarrow \infty} u_F(t) = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} |H(j\omega_m)| (\sin(\omega_m t) + \theta[H(j\omega_m)]), \quad (5.27)$$

am Filterausgang ergibt sich also eine sinusförmige Spannung der Modulationsfrequenz ω_m . Der maximale Phasenoffset $\hat{\phi}_e$ ist hier gleich dem Produkt aus der Amplitude der Eingangsphase $\Delta\omega/\omega_m$ und dem Betrag der Übertragungsfunktion $G_e(p = j\omega_m)$ (aus Gl. (5.9)):

$$\hat{\phi}_e = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} |G_e(j\omega_m)|. \quad (5.28)$$

Der Verlauf des Scheitelwertes $\hat{\phi}_e(\omega_m/\omega_n)$ ist in Bild 5.6 für verschiedene Werte von D dargestellt.

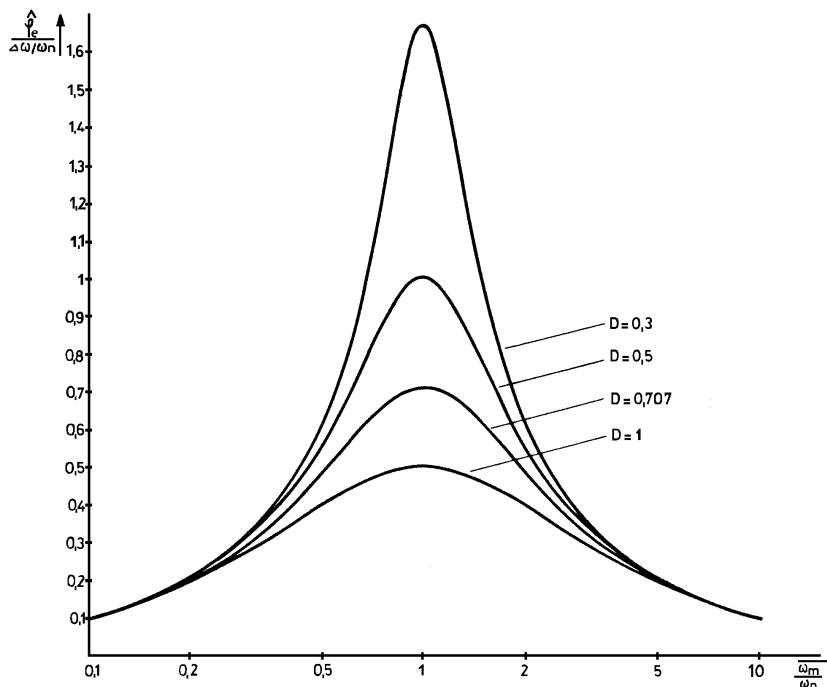


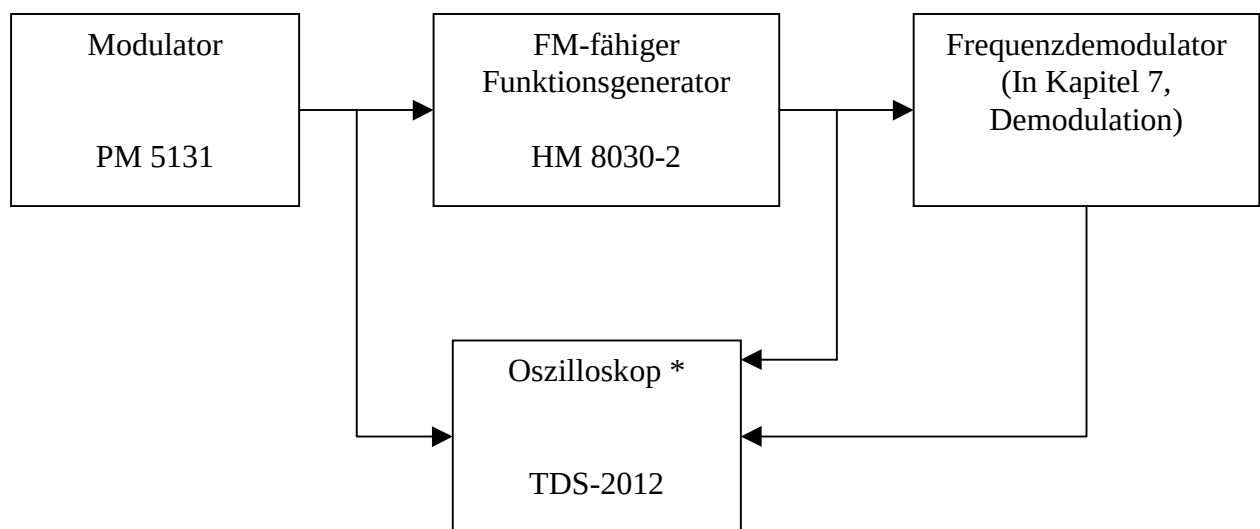
Bild 5.6: Scheitelwert des Phasenfehlers $\hat{\phi}_e$

Die Kurve zeigt ein ausgeprägtes Resonanzmaximum bei $\omega_n = \omega_m'$, dessen Höhe mit zunehmender Dämpfung abnimmt. In der Praxis sollte daher $\omega_n > \omega_{m\max}$ gewählt werden, damit die Bedingung $\hat{\phi}_{e\max} < 2\pi$ mit Sicherheit eingehalten wird.

4. Aufbau der Versuchsschaltung Modulator

4.1 Schaltungsaufbau

Der Messaufbau zur Modulation besteht aus dem Philips Funktionsgenerator PM 5131 als Modulationsquelle, aus dem FM-Modulator (und Funktionsgenerator) HM-8030-2 und einem Tektronix TDS-2012 Digital Storage Oscilloscope. Das Oszilloskop dient hier zur Analyse des frequenzmodulierten Signals im Zeit- und Frequenzbereich.



* Das TDS-2012 besitzt nur 2 Kanäle, es muss also immer mal umgesteckt werden..

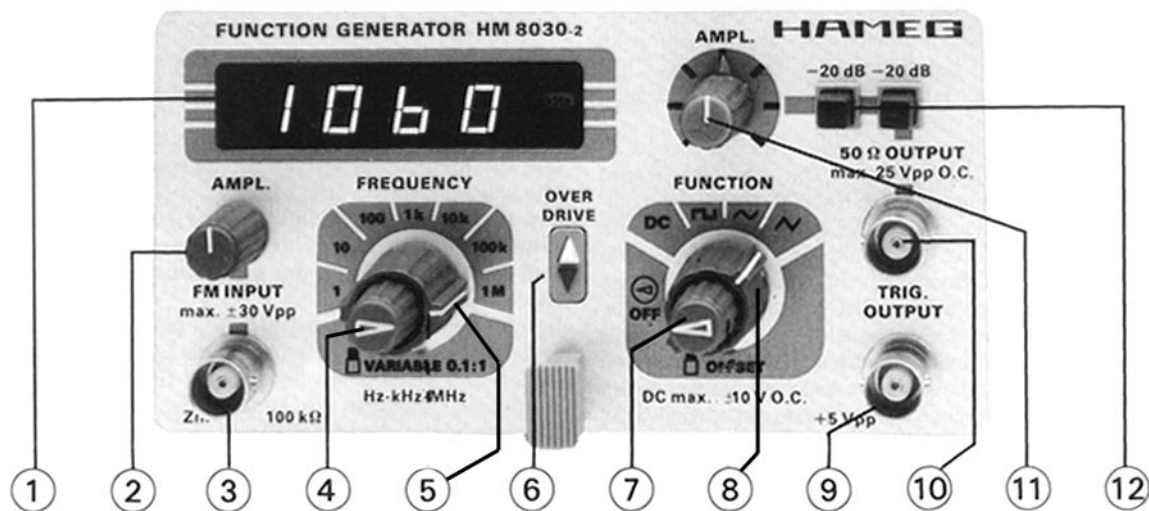
4.2 Gerätebeschreibung

Funktionsgenerator PM 5131

Der Funktionsgenerator PM 5131 dient als NF Modulationsquelle für den Versuch. Das Gerät erzeugt umschaltbar Sinus-, Rechteck- oder Dreieckssignale im Bereich 0.1 Hz bis 2 MHz. Die Frequenzeinstellung erfolgt über die Kreisskala mit logarithmischer Teilung sowie 3 Bereichsschalter (x1, x100, x10k). Die an der Buchse „Output“ anliegende Signalamplitude kann über einen Abschwächer „Attenuation“ und den Amplitudenregler verändert werden.



Funktionsgenerator HM 8030-2

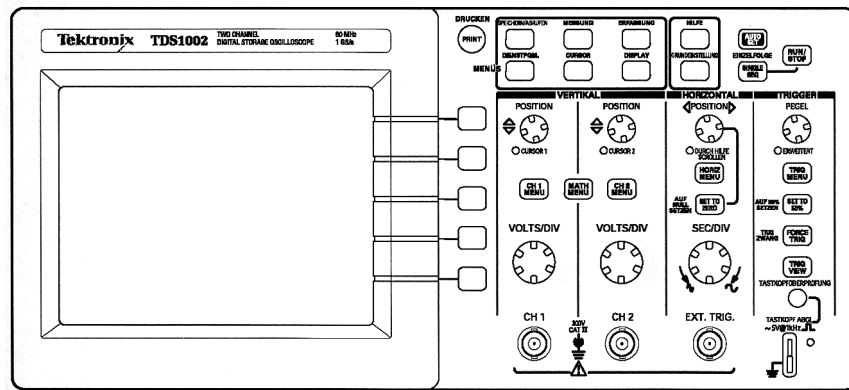


Der Funktionsgenerator HM 8030-2 erzeugt die Trägerfrequenz für die Modulation und erzeugt eine FM-Modulation mit dem am FM-Eingang anliegenden Signal.

- (1) 4stellige digitale Frequenzanzeige, Bereichsindikatoren für Hz und kHz
- (2) Amplituderegler FM-Eingang. Abschwächung des Modulationssignals, dadurch Änderung des Frequenzhubs.
- (3) Modulationseingang
- (4) Drehknopf zur linearen Frequenzeinstellung. Regelbereich von 0.09 bis 1.1 des mit (5) gewählten Bereich.
- (5) Drehschalter für Frequenzbereichswahl von 0.1 Hz bis 1 MHz in 7 dekadischen Stufen.
- (6) Übersteuerungsanzeige für Eingangssignal
- (7) DC-Offset für Ausgangssignal. **Bei der Versuchsdurchführung auf kalibriert (=0) zu stellen!**
- (8) Umschalten der Signalform: Dreieck, Sinus, Rechteck und Gleichspannung.
- (9) Triggerausgang mit TTL Pegel, Tastverhältniss 50%. Wird nicht benutzt!
- (10) Signalausgang
- (11) Drehknopf für Signalamplitude, Einstellbereich von 0 bis – 20 dB bei 50 Ohm Last am Ausgang.
- (12) 2 zuschaltbare Abschwächer um jeweils 20 dB

Digitales Speicheroszilloskop TDS 2012

Das digitale Speicheroszilloskop TDS 2012 dient im Folgenden als Messgerät zur Erfassung der zu messenden Signale im Zeit- und Frequenzbereich. Die Messung im Frequenzbereich wird durch eine zeitliche Abtastung des Signals mit anschließender Berechnung einer Fast Fourier Transformation erreicht. Im Folgenden soll die Bedienung dieses Messgerätes kurz erläutert werden, im Zweifelsfall ist in der beiliegenden Bedienungsanleitung nachzulesen.



An den Eingängen CH 1 und CH 2 werden die Messleitungen angeschlossen. Soll eine Signalleitung weitergeführt werden sind geeignete BNC T-Stücke anzubringen.

Die Tasten CH 1 Menu bzw. CH 2 Menu bringen das Signal am entsprechenden Eingang zur Anzeige. Ein erneuter Druck auf die Taste blendet den entsprechenden Kanal wieder aus. Mit den Drehstellern Volts/Div der beiden Kanäle können **unterschiedliche** Verstärkungsfaktoren der Eingangsverstärker gewählt werden. Die vertikale Position des Signals kann mit dem jeweiligen Regler „Position“ verändert werden. Mit den Bedienelementen der Sektion Horizontal kann die zeitliche Auflösung der Darstellung **für beide Kanäle gemeinsam** geändert werden.

Im „Trigger Menu“ kann der Startpunkt der Messwerterfassung mit zahlreichen Zusatzbedingungen verändert werden, was zur Durchführung des Versuchs jedoch nicht nötig sein sollte!

Zusätzlich zur Signalform ermöglicht dieses Messgerät direkt Kennwerte für das anliegende Signal abzulesen, z.B. Frequenz, Spitzenwerte oder mit dem Cursor System ausgewählte Bereiche der Anzeige mit Angaben für Zeiten und Spannungsdifferenzen.

Die weitere Bedienung des Oszilloskops erfolgt menügeführt und wird über die 5 Funktionstasten am rechten Rand des Displays gesteuert. Nach jedem Tastendruck werden kurzzeitig weitere Optionen bzw. Hilfetexte am unteren Bildschirmrand eingeblendet.

Bei Bedienfehlern oder Verständnisschwierigkeiten gibt es die „Auto Set“ Taste rechts oben. "Auto Set" setzt das Gerät in eine Betriebsart zurück, die die Anzeige beider Kanäle im Zeitbereich erlaubt. Hierbei wählt die Firmware des Gerätes selbst die Verstärkungsfaktoren, zeitliche Auflösung und Triggerart sowie den Triggerkanal, abhängig von den anliegenden Signalen.

Dieses „Auto Set“ wählt jedoch nicht die für einige Messungen notwendigen Feineinstellungen und der Druck auf diese Taste überschreibt auch alle vorher getätigten Einstellungen! Das Gerät stellt außerdem eine On-Screen Hilfe zur Verfügung, die Benutzern mit Erfahrung im Umgang mit konventionellen Oszilloskopen die zusätzlichen Einstell- und Darstellungsmöglichkeiten mehrsprachig erläutert.

Die Besonderheit des TDS 2012 ist die Möglichkeit die digitalisierten und gespeicherten Messwerte über feste mathematische Algorithmen zur Darstellung aufzubereiten, am Wichtigsten ist im Folgenden die Fast Fourier Transformation. Sie ermöglicht die Darstellung eines Signals im Frequenzbereich, allerdings gibt es hierbei einige Einschränkungen zu beachten. Das mathematische Menü welches die FFT zugänglich macht, ist über die Taste „Math Menu“ erreichbar.

Neben der Betriebsart FFT ist die Art der Fensterfunktion auszuwählen. Die Wahl der Samplerate ist entsprechend dem gewünschten Anzeigebereich zu treffen. Dabei gibt es folgende Einschränkung: Die Anzahl der Samples beträgt unabhängig von der zeitlichen Auflösung immer 2048. Daraus wird nach der FFT eine Darstellung im Frequenzbereich mit 1024 Stützpunkten. Benötigt man eine hohe Auflösung des Frequenzbereichs wird sowohl die Fensterbandbreite als auch die maximale Frequenz sehr klein, da die niedrigste Frequenz des Fensters immer 0 Hz ist! Über die Zoom-Funktion kann nur die Darstellung verfeinert werden; die Messwertauflösung ändert sich dadurch nicht.

Zur Aufnahme von Messwerten im Zeit- und Frequenzbereich sollten die Cursorfunktionen des Messgerätes verwendet werden, so können relativ einfach Amplituden- und Frequenzwerte exakt vermessen werden. Die Darstellung der Amplitude erfolgt grundsätzlich logarithmisch!

5. Versuchsprogramm Modulator

Ziel dieser Messung ist es, ein Signal auf einen Träger per Frequenzmodulation aufzumodulieren und anschließend das Signal im Zeit- und im Spektralbereich auf einem sog. FFT-Oszilloskop darzustellen.

a) Zunächst soll lediglich das unmodulierte Trägersignal erzeugt und gemessen werden. Wählen Sie am Modulator einen 100 kHz Träger, lassen Sie dabei den Modulationseingang ("FM-Input") zunächst offen. Führen Sie nun das Signal vom Modulator in einen Eingang des Oszilloskops, wählen Sie dort die FFT-Darstellung (MATH->FFT). Versuchen Sie den Träger mittig anzuzeigen, mit mindestens ca. 10 kHz freiem Spektrum auf beiden Seiten des Trägers. Es sollten nun außer dem Träger keine weiteren Signalanteile zu sehen sein!

b) Nun soll der Träger mit einem Nutzsignal frequenzmoduliert werden. Stellen Sie dazu am Funktionsgenerator ein sin-förmiges Signal der Frequenz 1 kHz ein, und verbinden Sie den Ausgang des Funktionsgenerators mit dem Modulationseingang des Modulators. Sie sollten nun auf dem Oszilloskop neben dem Träger bereits Seitenlinien beidseitig des Trägers erkennen können. Wenn nicht, müssen sie die Amplitude des zu modulierenden Signals verändern oder den Frequenzausschnitt im Oszilloskop entsprechend wählen.

c) Wählen Sie nun jeweils die Amplitude des zu modulierenden Signals so, dass $\Delta\phi$ die Werte 2,4; 3 und 5,5 annimmt. Verwenden Sie hierzu das Besseldiagramm. Wie muss nun jeweils das Spektrum aussehen? Vermessen Sie zunächst die Spektren mit den Cursorfunktionen des Oszilloskops. Skizzieren Sie dann die Spektren im linearen Maßstab, vergleichen Sie es mit den theoretischen Spektren!

Hinweis: Bei der logarithmischen Darstellung entsprechen 20dB einer Verzehnfachung der Amplitude.

d) Messen Sie die Bandbreite des gemessenen Spektrums bei $\Delta\phi=2,4$, indem Sie nur die äußeren Seitenlinien mit maximal 10% der Amplitude des Trägers berücksichtigen. Berechnen Sie anschließend die theoretische Bandbreite des Signals anhand der dafür geeigneten Formel! Vergleichen Sie die Ergebnisse!

e) Verändern Sie nun die Frequenz des Trägers. Was beobachten Sie? Verändern Sie anschließend die Frequenz des zu modulierenden Signals. Was ist nun zu beobachten? Erklären Sie das Verhalten mit dem Zusammenhang zwischen $\Delta\phi$, Δf und f_m .

Schmitt-Trigger I zu einem Rechtecksignal geformt. Mit diesem Signal, das an Buchse I abgegriffen werden kann, wird der Referenzeingang I des digitalen PDs angesteuert.

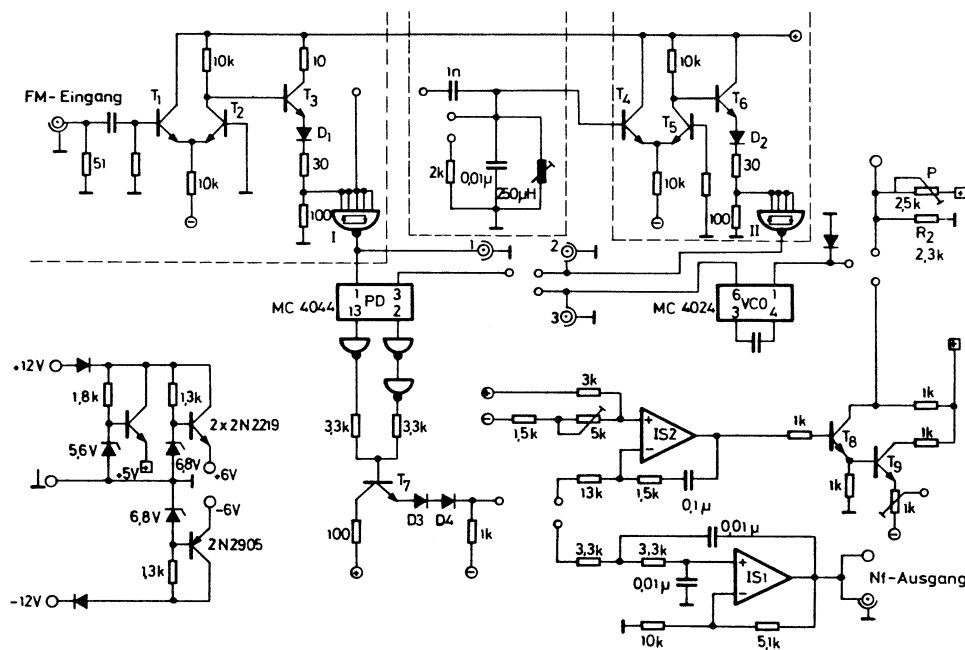


Bild 6.2: Schaltung des Versuchsaufbaus Frequenzdemodulation

Zur Realisierung des PLL-Demodulators wird das VCO-Ausgangssignal (Buchse 3) mit dem Eingang 2 des PDs verbunden. Das PD-Ausgangssignal auf den aktiven PI-Regler IS 2 gegeben. T_8 arbeitet als Verstärker mit $v = -1$. Am Collector wird das Steuersignal für den VCO abgegriffen. Am Emitter können – durch T_9 entkoppelt – die niederfrequenten Mess-Signale abgegriffen und auf den Tiefpass IS 1 gegeben werden. Über den Spannungsteiler P , R_2 kann an den Steuereingang des VCOs eine variable Gleichspannung gelegt werden, mit der die VCO-Frequenz verändert werden kann.

7. Versuchsprogramm Demodulator

In diesem Versuchsteil soll das bereits in Kapitel 5 modulierte Signal wieder demoduliert werden.

a) Zunächst muss die Schaltung des PLL-Modulators aufgebaut werden. Richten sie sich hierzu nach der Versuchsbeschreibung aus Kapitel 6.

b) Messen Sie nun die Frequenzkennlinie des VCOs aus. Hierzu geben Sie das Signal des Signalabgriffs am VCO direkt auf das Oszilloskop. Als Eingangssignal der PLL-Schaltung wählen Sie eine unmodulierte, sinusförmige Trägerschwingung. In welchem Frequenzbereich kann die PLL stabil betrieben werden? Betrachten Sie anschließend das Signal auch im Zeitbereich.

- c) Stellen Sie am Modulator die folgenden Werte ein: Trägerfrequenz 100 kHz, Signalfrequenz 1 kHz Sinus und $\Delta\phi$ auf 2,405. Schließen Sie dann den Ausgang des Modulators an den Eingang des Demodulators an und überprüfen Sie das demodulierte Signal mit dem Oszilloskop im Zeit- und Spektralbereich. Stimmt das demodulierte Signal mit dem Ursprungssignal überein? Messen Sie den Klirrfaktor k näherungsweise als das Verhältnis der Summe der Amplituden der größten Oberwellen zur Amplitude der Hauptschwingung in Prozent. Erhöhen Sie nun $\Delta\phi$. Wie verhält sich nun der Klirrfaktor?
- d) Messen Sie den verfügbaren Frequenzbereich der Übertragungsstrecke. Halten Sie hierzu die sinusförmige Trägerfrequenz bei 100 kHz konstant und wählen Sie ein sinusförmiges Modulationssignal. Skizzieren Sie den Verlauf des Ausgangs- zu Eingangsamplitudenverhältnisses als Funktion der Modulationsfrequenz im Bereich von 0-4 kHz. Wo liegt die 3 dB Grenzfrequenz? Was ist der begrenzende Faktor?
- e) Wählen Sie nun Dreiecks- und Rechtecksignale zur Modulation und messen Sie ebenfalls die Grenzfrequenz. Auf welche Probleme stoßen Sie hierbei?
- f) Messen Sie die Übertragungsfunktion der Schaltung. Halten sie hierzu die Signalfrequenz bei 1 kHz konstant und verändern Sie die Trägerfrequenz im Bereich von 30 bis 150 kHz. Messen Sie nun die Änderung der Amplitude des demodulierten Signals bezogen auf die Amplitude bei einer Trägerfrequenz von 100 kHz. Skizzieren Sie die gemessene Übertragungsfunktion.

8. Literatur

- [1] Mäusl, R.: *Analoge Modulationsverfahren*.
Hüthig-Verlag, Heidelberg, 1988.
- [2] Reimers, U.: Skript und CD-ROM zur Vorlesung „Grundlagen der Informationstechnik“.
- [3] Mäusl, R.; Göbel, J.: *Analoge und digitale Modulationsverfahren*,
Hüthig-Verlag, Heidelberg, 2002.

