Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 64 (1973)

Heft: 5

Artikel: Erzeugung winkelmodulierter Signale in einer Phasenregelschleife

Autor: Mansour, S. / Masur, Ch.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-915517

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 08.07.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

Erzeugung winkelmodulierter Signale in einer Phasenregelschleife

Von *S. Mansour* und *Ch. Masur*

Es wird eine Methode gezeigt, breitbandwinkelmodulierte Signale einfacher herzustellen als dies mit konventionellen Mitteln technisch möglich ist. Dazu werden zuerst die Grundlagen der Winkelmodulation kurz gestreift und die bis anhin verwendeten Methoden beschrieben. Im weiteren wird der Phasenregelkreis als Winkelmodulator analysiert. Vor allem wird nach Massnahmen gesucht, die eine möglichst gute Annäherung an einen idealen Phasenmodulator erlauben. Gleichzeitig soll der Einfluss des Rauschens des Referenzsignales auf das Ausgangssignal möglichst klein gemacht werden.

On indique une méthode qui permet de produire des signaux à modulation angulaire à large bande, plus facilement qu'avec les moyens techniques classiques. Les bases de la modulation angulaire sont tout d'abord brièvement exposées et les méthodes appliquées jusqu'ici sont décrites. On analyse en outre le circuit de réglage de phase servant de modulateur angulaire. On cherche surtout les moyens qui permettent de se rapprocher aussi près que possible d'un modulateur de phase idéal. Simultanément, l'influence du bruit du signal de référence sur le signal de sortie, doit être rendue aussi faible que possible.

1. Einleitung

1.1 Grundlagen

Betrachtet man die wesentlichen Eigenschaften einer Informationsübertragung mit Winkelmodulation (Phasen- oder Frequenzmodulation), so wird man zunächst an die verbesserte Störunempfindlichkeit im Vergleich mit einer amplitudenmodulierten Übertragung denken. Die Tatsache, dass die Information in Änderungen der momentanen Frequenz des hochfrequenten Signales liegt, lässt zu, dass man ohne Informationsverlust das empfangene Signal in seiner Amplitude begrenzen darf. Dadurch wird derjenige Anteil der im Kanal auftretenden Störleistung, der eine Amplitudenmodulation des hochfrequenten Signales bewirkt, schon vor der Demodulation beseitigt. Diese Massnahme macht die Winkelmodulation vor allem auch wegen ihrer Immunität gegenüber Impulsstörern bekannt.

Ein weiterer Grund, der eine grössere Störunempfindlichkeit verursacht, liegt darin, dass der zu übertragende NF-Kanal durch die Modulation auf eine grössere HF-Bandbreite verteilt werden kann (Breitbandwinkelmodulation). Dadurch wird der Störabstand des NF-Signales am Ausgang des Demodulators gegenüber demjenigen am Empfängereingang wesentlich vergrössert.

Will man die Störunempfindlichkeit vor allem bezüglich Störungen verbessern, die mit einem über die Kanalbandbreite konstanten Leistungsdichtespektrum auftreten, so wird man das zu übertragende Leistungsspektrum des NF-Signales derart vorverzerren, dass der HF-Kanal mit einem möglichst konstanten Leistungsspektrum belegt ist. Im Empfänger schaltet man dann dem Demodulator ein Entzerrungsnetzwerk nach, das an seinem Ausgang wieder das ursprüngliche NF-Leistungsspektrum erscheinen lässt. Die Charakteristik des Vorverzerrers wird sehr davon abhängen, welcher Natur die zu übertragende Information ist (Sprache, Musik, Daten). Das HF-Signal eines vorverzerrten NF-Spektrums entspricht dann einer Mischung von Phasen- und Frequenzmodulation.

Zur Aufbereitung eines winkelmodulierten Signales sind prinzipiell zwei Möglichkeiten gegeben: mit Frequenz- oder mit Phasenmodulator (Fig. 1).

1.2 Die bisher verwendeten Methoden

Innerhalb der in Fig. 1 gezeigten prinzipiellen Möglichkeiten gibt es viele technische Realisierungen. Es lässt sich zeigen, dass die Bandbreite B eines winkelmodulierten Signales sich zu

$$B = 2\,(\Delta f_{\max} + F_{gr})$$

annähern lässt.

Dabei bedeuten

$\Delta f_{\max}$ maximaler Frequenzhub

F_{gr} Grenzfrequenz des NF-Spektrums

Nach Definition ist

$$m_{\max} = \frac{\Delta f_{\max}}{F_{gr}}$$

maximaler Phasenhub oder Modulationsindex.

Man sieht sofort, dass man mit $m_{\max} > 1$ eine Bandbreite B erreicht, die grösser als die doppelte NF-Bandbreite wird. Dies ist nötig, um von den Vorteilen der Breitbandwinkelmodulation zu profitieren. Der Begriff «Breitbandwinkelmodulation» sei hier für ein Signal mit einem Phasenhub $m \geqq 1$ benützt. Die technischen Probleme gehen nun dahin, eine möglichst quarzstabile Trägerfrequenz mit einem entsprechend grossen Frequenzhub zu modulieren. Dabei werden im wesentlichen folgende Wege beschritten (Fig. 2 und 3):

a) Indirekte Winkelmodulation

Vorteile: Die Trägerfrequenz ist quarzstabil. Die Vervielfacherstufen ergeben verhältnismässig wenig und weit entfernte unerwünschte Nebenprodukte (kleiner Filteraufwand). Die Verstärkung des Ausgangssignales geschieht stufenweise auf verschiedenen Frequenzen (kleinere Stabilitätsprobleme).

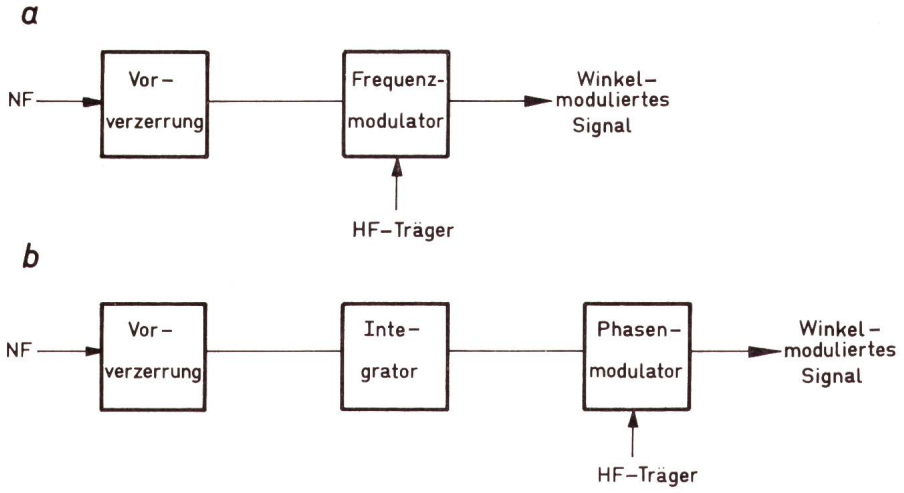


Fig. 1
Herstellung desselben winkelmodulierten Signals mit Figuren (*a*) oder Phasenmodulator (*b*)

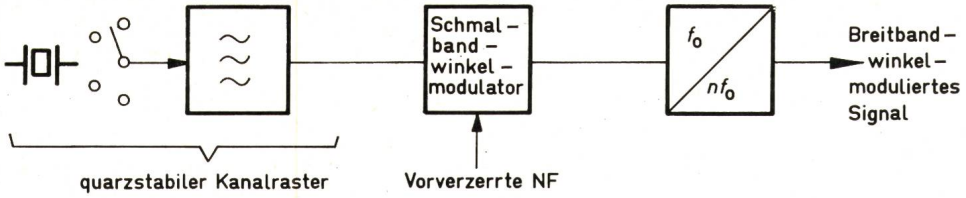


Fig. 2
Indirekte Winkelmodulation

Nachteile: Im allgemeinen sind zur Erreichung des nötigen Hubes schon bei einem Schmalbandwinkelmodulator mehrere Modulationsstufen nötig, um den Klirrfaktor gering zu halten. Geschieht die Modulation direkt im Ziehkreis des Quarzoszillators, so muss die NF-Ansteuerung dem jeweiligen Quarz angepasst werden.

b) Direkte Winkelmodulation

Vorteile: Keine Vervielfacherstufen nötig.

Nachteile: Die Modulation geschieht meistens im Ziehkreis des Oszillators, was kleinere Frequenzstabilität ergibt und Anpassung der NF-Ansteuerung an den jeweiligen Quarz erfordert. Die folgende Verstärkung des HF-Signales muss aus Stabilitätsgründen meistens mit Frequenzmischung verbunden werden. Mischung ergibt aber viele eng benachbarte Intermodulationsprodukte (erhöhter Filteraufwand).

Meistens verwendet man das indirekte Verfahren. Als Illustration zeigt Fig. 4 das Blockschema des Sendeteils eines Funkgerätes SE – 19 A 4.

In letzter Zeit erfreut sich eine weitere Methode zur Herstellung winkelmodulierter Signale wachsender Beliebtheit. Die Grundidee, mit einer Referenzfrequenz einen phasengeregelten Oszillator zu synchronisieren und zur Regelabweichung die Modulationsspannung zu addieren, ist schon einige Jahrzehnte alt (Fig. 5).

Mit moderner Technologie wurde es möglich, auf kleinem Raum Phasenregelschleifen für genügend hohe Frequenzen zu bauen. Die Aufbereitung breitbandmodulierter Signale verlangt Phasenhübe des Ausgangssignales, die weit über $\pm \pi$ liegen. Phasendetektoren, ausgeführt mit gesteuerten Multivibratoren verarbeiten aber nur Phasenhübe von $\pm \pi$ linear. Deshalb wird meistens die Ausgangsfrequenz des gesteuerten Oszillators höher als die Referenzfrequenz gewählt und im Rückkopplungspfad die Frequenz entsprechend digital heruntergeteilt. Wie man sieht, werden somit die in den konventionellen Modulatoren verwendeten Vervielfacherstufen durch einfache digitale Teiler ersetzt. Ein weiterer Vorteil des geregelten Oszillators liegt darin, dass Nichtlinearitäten der im Regelkreis liegenden Bausteine sich durch den Einfluss der Regelschleife nur abgeschwächt auswirken.

Im folgenden soll gezeigt werden, mit welchen Massnahmen die Übertragungsfunktion, die von der Modulationsspannung zur Frequenzabweichung des Ausgangssignales führt, einem möglichst linearen Frequenzgang ihres Absolutwertes angenähert werden kann. Dadurch wird eine möglichst gute Annäherung an einen idealen Phasenmodulator erreicht. Gleichzeitig soll die Rauschbandbreite der Übertragungsfunktion von der Referenzfrequenz zur Ausgangsfrequenz möglichst klein gehalten werden. Dazu seien zunächst die grundlegenden Beziehungen, die für eine Phasenregelschleife gelten, skizziert.

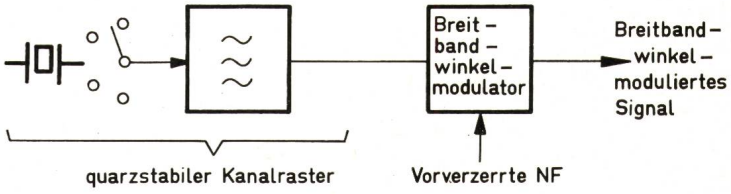


Fig. 3
Direkte Winkelmodulation

2. Wichtige Beziehungen für den Phasenregelkreis

Θ_R sei die Phase des Eingangs- oder Referenzsignales (Fig. 6) und Θ_{VCO} diejenige des Ausgangssignales. (Der Index VCO steht dabei für den englischen Ausdruck «Voltage Controlled Oscillator», der sich auch in der deutschen Fachliteratur für einen spannungsgesteuerten Oszillator eingebürgert hat.) Die Regelschleife sei synchronisiert.

Somit ergibt sich die Übertragungsfunktion in Laplace-Schreibweise:

$$H(p) = \frac{\Theta_{VCO}}{\Theta_R} = \frac{KF(p)}{p + \frac{K}{N} F(p)}$$

wobei gilt $K = K_c K_v'$ [Hz]

Überlagert man der Regelspannung U_r am VCO eine externe Modulationsspannung $U_M(p)$, so erhält man (Fig. 7):

$$\frac{\Theta_{VCO}}{U_M} = \frac{K_V'}{p + \frac{K}{N} F(p)}$$

Weiter gilt für die Fouriertransformierte der Frequenzänderung $\Delta f(p)$ des Ausgangssignales:

$$\Delta f(p) = \frac{1}{2\pi} p\, \Theta_{VCO}(p)$$

Somit wird die Übertragungsfunktion von der Modulationsspannung $U_M(p)$ nach $\Delta f(p)$:

$$\frac{\Delta f}{U_M} = \frac{p K_v}{p + \frac{K}{N} F(p)} \qquad \text{mit } K_v = \frac{K_v'}{2\pi}$$

Die Bestimmung des Typs und der Grenzfrequenz des Tiefpasses $F(p)$ geschieht je nach Anforderungen bezüglich Rauschbandbreite, Stabilität und Linearität des Frequenzganges von $\left|\frac{\Delta f}{U_M}\right|$. Die Betrachtungen seien

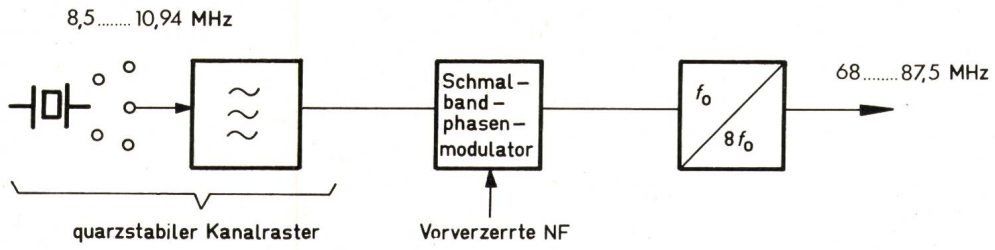
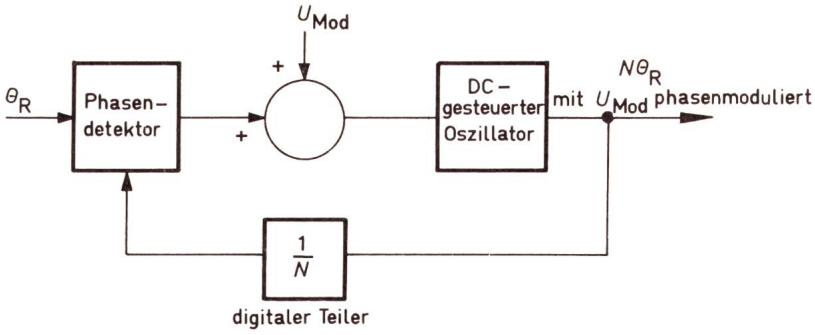


Fig. 4
Blockschema des Sendeteils des Funkgerätes SE – 19 A 4

Fig. 5
Prinzip der Breitbandphasenmodulation im Phasenregelkreis



hier auf folgende passive Filter beschränkt:

a) Nacheilendes Glied (Fig. 8)

Seine Übertragungsfunktion lautet:

$$F(p) = \frac{1 + p\,T_2}{1 + p\,(T_1 + T_2)}$$

wobei $T_1 = R_1\,C$ und $T_2 = R_2\,C$

b) Butterworth-Tiefpass n-ter Ordnung (Fig. 9)

Seine Übertragungsfunktion ist von der Form:

$$F(p) = \frac{1}{1 + a_1\,p + a_2\,p^2 + \ldots + a_n\,p^n}$$

3. Stabilitätsbetrachtungen

Für die Stabilitätsbetrachtung des Regelkreises erweist es sich als nützlich, mit den Wurzelortskurven zu arbeiten. Dazu werden die Ortskurven der Pole des geschlossenen Regelkreises in Funktion der Kreisverstärkung aufgetragen. Der Vorteil dieser Methode ist, dass man dazu nur die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises betrachtet. Weil der Fall eines Kreises mit einem nacheilenden Glied wohlbekannt ist, soll hier nur der Fall für einen Butterworth-Tiefpass fünfter Ordnung gezeigt werden.

Aus Fig. 7 sieht man sofort, dass die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises folgendermassen lautet:

$$G(p) = \frac{K\,F(p)}{N\,p}\;; \qquad \frac{K}{N} = \text{Kreisverstärkung}$$

Mit einem Butterworth-Tiefpass fünfter Ordnung wird $G(p)$ also nach Normierung auf die Grenzkreisfrequenz ω_{gr}:

$$G(p) = \frac{K}{N\,\omega_{gr}}\;\frac{1}{p\,(a_5\,p^5 + a_4\,p^4 + a_3\,p^3 + a_2\,p^2 + a_1\,p + 1)}$$

Mit den Koeffizienten des Tiefpasses zu:

$$a_1 = a_4 = 3{,}236$$
$$a_2 = a_3 = 5{,}236$$
$$a_5 = 1$$

ergibt sich nach den Regeln über die Konstruktion der Wurzelortskurven der in Fig. 10 dargestellte Verlauf, wobei ein Schnittpunkt mit der reellen Achse für

$$\frac{K}{N} = 0{,}47\;\omega_{gr}$$

auftritt.

Die Stabilitätsbedingung für den geschlossenen Regelkreis lautet also:

$$\frac{K}{N} < 0{,}47\;\omega_{gr}$$

4. Rauschbandbreite

Die Rauschbandbreite eines Tiefpasses $F(p)$ berechnet sich nach folgender Definition:

$$B_r = \frac{1}{2\,\pi\,|\,F(0)\,|^2}\int_{-\infty}^{+\infty} |\,F(\omega)\,|^2\,\mathrm{d}\,\omega$$

Für eine Phasenregelschleife erster Ordnung $[F(p) = 1]$ ergibt dies:

$$B_r = \frac{K}{4\,N}$$

für positive Frequenzen.

Mit einem nacheilenden Glied erhält man:

$$B_r = \frac{1}{4\left(T_2 + \frac{N}{K}\right)}\left[1 + \frac{T_2^2}{\frac{K}{N}\,(T_1 + T_2)}\right]$$

Für $T_2 = 0$ (einfaches RC-Filter) wird B_r wie beim Kreis erster Ordnung zu:

$$B_r = \frac{K}{4\,N}$$

Für T_2 wieder $\neq 0$ hat B_r ein Minimum bei $T_1 = T_2^2\,\frac{K}{N}$:

$$B_{r\,min} = \frac{1}{4\left(T_2 + \frac{N}{K}\right)}\left(1 + \frac{T_2}{T_2 + \frac{N}{K}}\right)$$

Unter dieser Bedingung kann man $B_{r\,min}$ für grosse T_2 klein machen.

5. Linearität des Frequenzganges von $\left|\frac{\Delta f}{U_M}\right|$

5.1 Kreis erster Ordnung $[F(p) = 1]$

Berücksichtigt man nur die stationären Vorgänge, so darf man in die Übertragungsfunktion aus dem zweiten Abschnitt $p = \mathrm{j}\,\Omega$ setzen:

$$\left|\frac{\Delta f}{U_M}\right| = \left|\frac{\mathrm{j}\,\Omega\,K_v}{\mathrm{j}\,\Omega + \frac{K}{N}}\right|$$

Somit gilt bei sinusförmiger Erregung für die Scheitelwerte:

$$\Delta\hat{f} = N\,\frac{\hat{U}_M}{K_c}\;\frac{F}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\,\pi\,F}{K/N}\right)^2}}$$

worin F = Frequenz des modulierenden Signals.

Daraus erkennt man leicht, dass der Frequenzgang von $\left|\frac{\Delta f}{U_M}\right|$ und somit von $\frac{\Delta\hat{f}}{\hat{U}_M}$ linear ist, falls gilt:

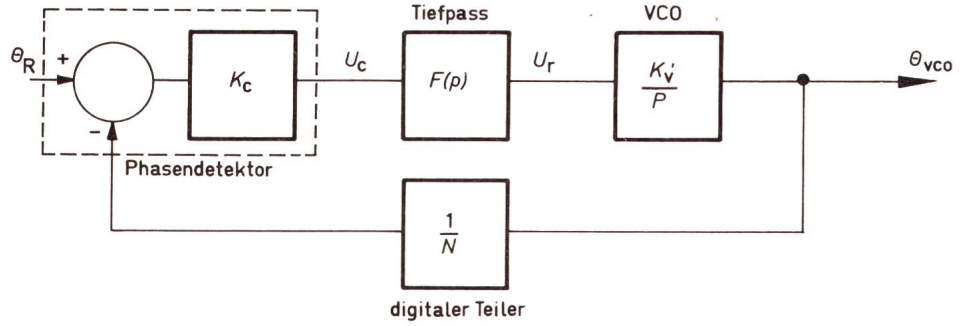
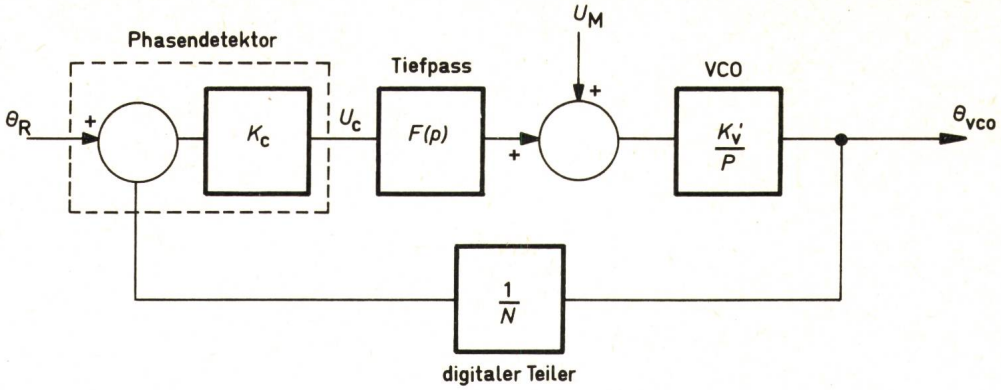


Fig. 6
Der Phasenregelkreis

Fig. 7
Der Regelkreis als Phasenmodulator



$$\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{2\pi F}{K/N}\right)^2}}=1$$

Deshalb sei im allgemeinen der Linearitätsfaktor:

$$l=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{2\pi F}{K/N}\right)^2}}$$

Beispiel:

Möchte man einen Modulator für ein NF-Spektrum mit der Grenzfrequenz $F_{gr}=3{,}4$ kHz bauen und gleichzeitig eine Linearität des Modulatorfrequenzganges von kleiner als ein Prozent erhalten ($l=0{,}990$) so kann man eine Zeitkonstante des Regelkreises von $\frac{N}{K}=6{,}6$ µs errechnen. Die Rauschbandbreite errechnet sich zu 38 kHz für positive Frequenzen.

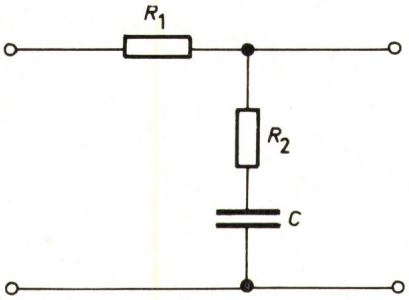


Fig. 8
Nacheilendes Glied

Man sieht, dass l gegen eins strebt, $\frac{N}{K}$ gegen Null. B_r verläuft aber umgekehrt proportional zu $\frac{N}{K}$. Somit lässt sich hier eine gute Linearität des Modulatorfrequenzganges nicht mit einer kleinen Rauschbandbreite vereinen.

5.2 Kreis zweiter Ordnung (mit einfachem RC-Filter)

Es sei

$$F(p)=\frac{1}{1+pT}$$

Analog zu 5.1 erhält man l zu:

$$l=\sqrt{\frac{1+\Omega^2T^2}{\left(1-\frac{N}{K}T\Omega^2\right)^2+\Omega^2\left(\frac{N}{K}\right)^2}}$$

Trägt man l über $F=\frac{\Omega}{2\pi}$ auf, so erhält man je nach $\frac{N}{K}$ und T die Kurven gemäss Fig. 11.

Die Variation von l um Eins sollte im Intervall $[0, F_{gr}]$ so klein wie möglich gemacht werden, während $\frac{N}{K}$ so gross wie möglich sein soll. Mit dem Verlauf nach b), wo $l(F_{gr})=1$ (Fig. 12) lässt sich dies am besten erfüllen.

In Fig. 13 ist das Maximum des Linearitätsfaktors l_0 und die Konstante $\frac{N}{K}$ in Funktion von $x=\frac{T}{N/K}$ für $F_{gr}=3{,}4$ kHz aufgetragen.

Beispiel:

Um eine maximale Nichtlinearität des Frequenzganges von 1 % zu erreichen ($l_0=1{,}01$), werden $x=0{,}46$ und $\frac{N}{K}=37$ µs und somit $T=17$ µs.

Damit sind die Konstanten des Regelkreises bestimmt und die Rauschbandbreite berechnet sich zu 6,8 kHz, dies entspricht einer wesentlichen Verkleinerung im Vergleich zum Regelkreis erster Ordnung.

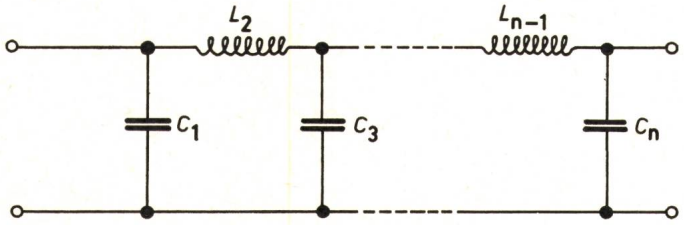


Fig. 9
Butterworth-Tiefpass n-ter Ordnung

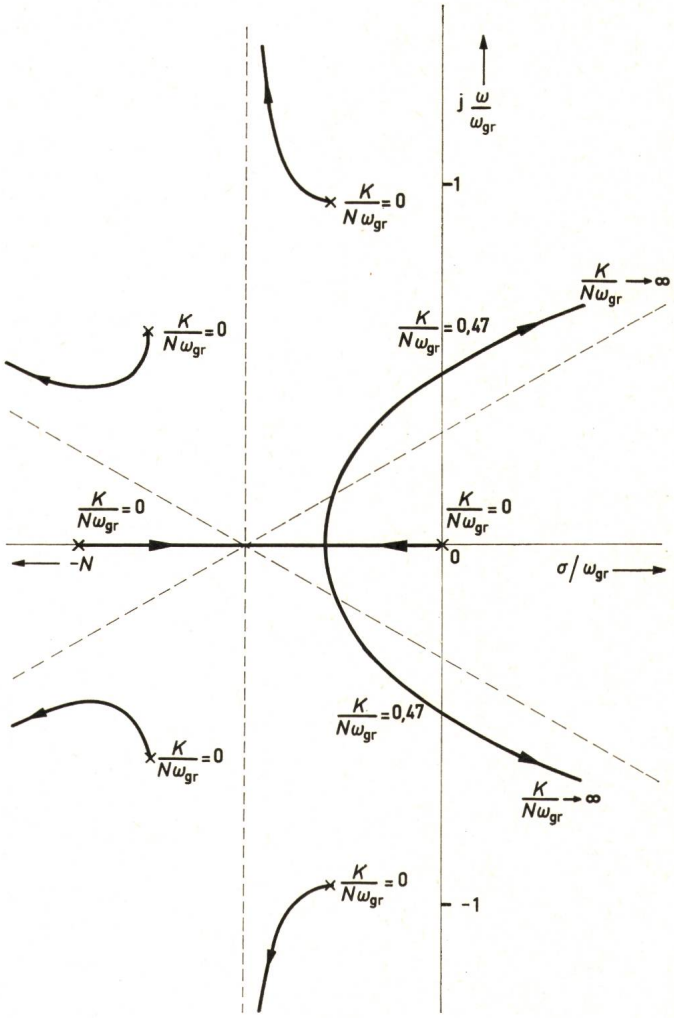


Fig. 10
Wurzelortskurven für einen Phasenregelkreis mit Butterworth-Tiefpass

Bei einer Änderung von $\frac{N}{K}$ oder T zum Beispiel in Funktion der Temperatur wird die Änderung von l um so grösser, desto grösser $\frac{N}{K}$ ist. Dieselben Gedanken liessen sich für ein Tiefpass mit einem nacheilenden Glied verfolgen. In diesem Fall müsste man die Bedingung $T_1 = T_2 \frac{N}{K}$ berücksichtigen, um die Rauschbandbreite auf ein Minimum zu beschränken.

5.3 Regelkreis der Ordnung $n + 1$ (Butterworth-Tiefpass der Ordnung n)

Für $p = \mathrm{j}\,\Omega$ gilt:

$$\frac{\Delta f}{U_M} = \frac{\mathrm{j}\,\Omega\,K_v}{\mathrm{j}\,\Omega + \frac{K}{N} F(\Omega)}$$

wobei $F(\Omega)$, die Übertragungsfunktion des Filters, sich folgendermassen schreiben lässt:

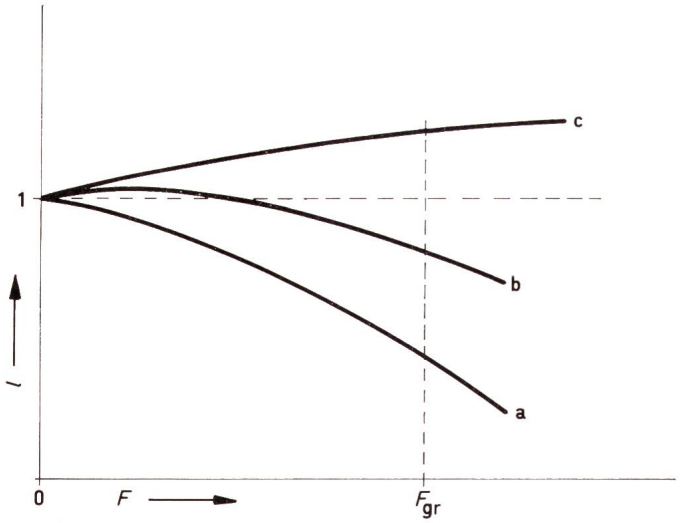


Fig. 11
Mögliche Verläufe von 1 (*F*)

a 1 hat kein Minimum im Intervall [0, F_{gr}] oder höchstens eines bei $F = 0$

b 1 hat ein Maximum im Intervall [0, F_{gr}]

c 1 hat ein Maximum bei $F \geq F_{gr}$

$$F(\Omega) = a \cdot \exp(-\mathrm{j}\,\Theta)$$

mit
$$a = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{F}{F_{grb}}\right)^{2n}}}$$

und
$$\Theta = \alpha \frac{F}{F_{grb}} \qquad \text{für } \frac{F}{F_{grb}} \leq 0{,}1$$

(F_{grb} = Grenzfrequenz des Filters)

Für $\frac{F}{F_{grb}} \leq 0{,}1$ darf man $a = 1$ setzen. Der Fehler bei $n \geq 2$ wird kleiner als 0,05‰.

Der Linearitätsfaktor l wird somit:

$$l = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\Omega}{K/N}\left(\frac{\Omega}{K/N} - 2\sin\Theta\right)}} \qquad \text{falls } \frac{F}{F_{grb}} \leq 0{,}1$$

Für $l = 1$ muss $\frac{\Omega}{K/N} = 2 \sin \Theta$ werden. Weil $\Theta = \alpha \frac{\Omega}{\Omega_{grb}}$, kann diese Bedingung nur für sehr kleine Θ erfüllt werden (weil Ω variabel ist). Somit lässt sich schreiben:

$$\Omega_{grb} = 2\,\alpha_{rad} \frac{K}{N}$$

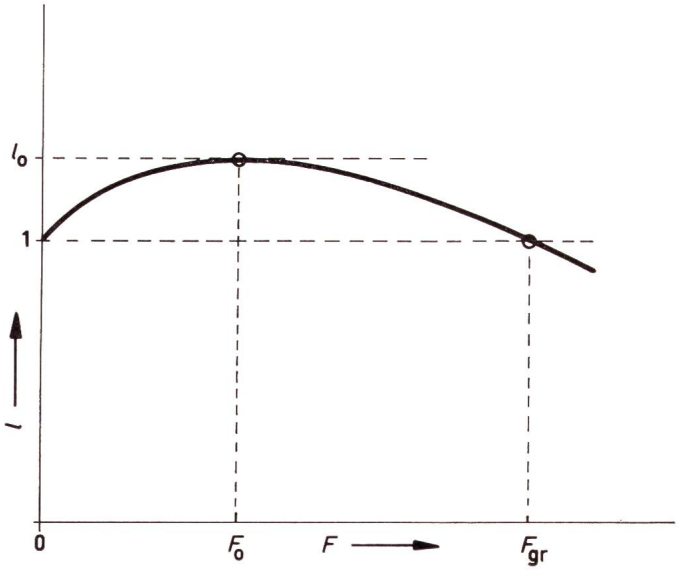


Fig. 12
Der gewählte Verlauf von 1 (*F*)

Erfüllt man diese Bedingung, so findet die grösste Nichtlinearität des Modulatorfrequenzganges bei F_{gr} statt.

Verwendet man folgende Approximation:

$$\sin \Theta = \Theta_{rad} - \frac{1}{6}\,\Theta^3_{rad}$$

so wird der Linearitätsfaktor für $\Omega = \Omega_{gr}$:

$$p\,(\Omega_{gr}) \approx 1 - \frac{1}{3}\,\Theta^3_{rad\,max}$$

und
$$\frac{N}{K} = \frac{2\,\Theta_{rad\,max}}{\Omega_{gr}}$$

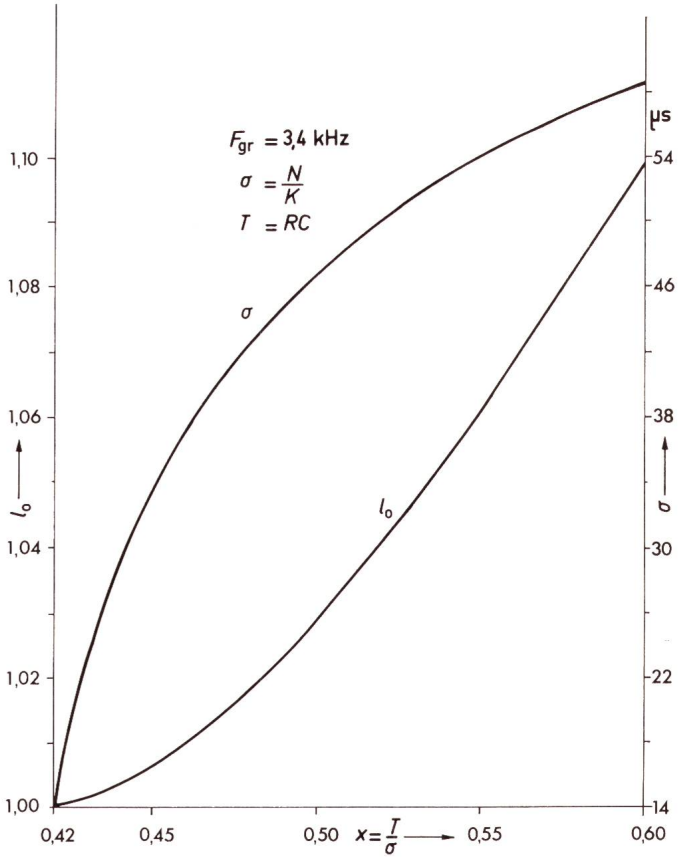
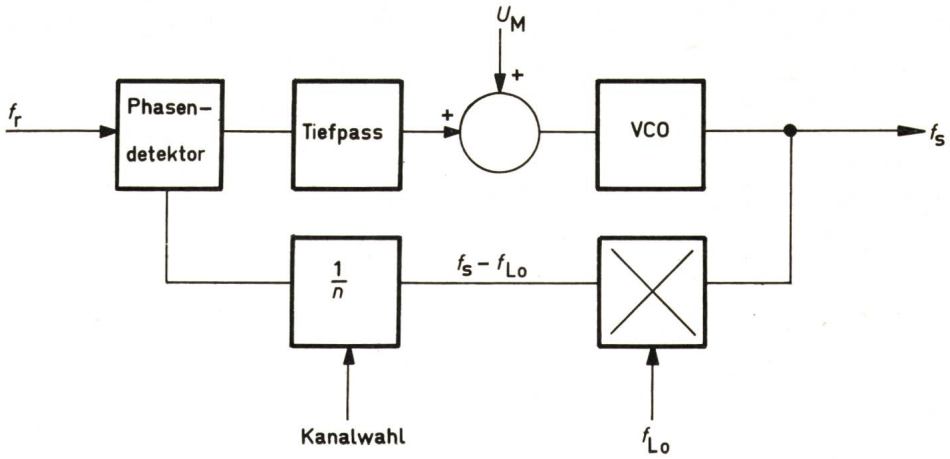


Fig. 13
Die Funktionen $\frac{N}{K}$ (x) und l_0 (x)

Fig. 14
Phasenregelkreis für Winkelmodulation und Frequenzaufbereitung für wenige HF-Kanäle



Möchte man zum Beispiel eine Nichtlinearität von 1 % zulassen ($l = 0{,}990$), so würde

$$\Theta_{\text{rad max}} = 0{,}311 \text{ rad}$$

Mit $F_{gr} = 3{,}4$ kHz würde $\frac{N}{K}$ zu 29 µs.

Bei bekannter Anzahl der Pole des Filters lässt sich dessen Grenzfrequenz bestimmen.

Beispiel:

Bei einem fünfpoligen Filter ($\alpha = 185{,}1^0$) findet man $\Omega_{grb} = 222 \cdot 10^3 \text{ s}^{-1}$.

Die Anwendung eines solchen Filters ist interessant, weil $\frac{N}{K}$ in weiten Grenzen variieren darf, ohne den Frequenzgang zu beeinflussen. Einzig Θ_{max} muss dafür auf einen bestimmten Wert gebracht werden.

6. Ausblick

Nicht nur die Modulation, sondern auch die Frequenzaufbereitung in Sendeteilen von Funkgeräten kann mit Phasenregelschleifen gelöst werden. In einem einfachen Fall mit wenig Kanälen kann dies prinzipiell, wie in Fig. 14 gezeigt, im Modulationsregelkreis geschehen.

Im synchronisierten Zustand gilt für die Sendefrequenz f_s, falls die Mischstufe nur das untere Produkt herausfiltert:

$$f_s = f_r\, n + f_i$$

Mit der Wahl von n kann nun der HF-Kanal eingestellt werden. Sind f_r und f_i quarzstabil, und gilt weiter $f_r\, n \ll f_i$, so lässt sich zeigen, dass die Frequenzstabilität von f_s vor allem von der Stabilität von f_i abhängt. Die quarzstabilen Referenzfrequenzen können mit höherem Anfangspegel erzeugt werden, als dies bei konventionellen Methoden möglich ist. Dies ist im Sinne eines grösseren Rauschabstandes erwünscht.

Bei Sendeteilen für derart viele HF-Kanäle, dass die Variation des Teilerverhältnisses n das Verhalten der Regelschleife zu stark beeinflussen würde, muss der Kanalraster in einer weiteren Regelschleife zum winkelmodulierten Signal hinzugemischt werden.

Literatur

[1] *F. M. Gardner:* Phaselock techniques. New York, John Wiley, 1966.

Adresse der Autoren:
S. Mansour und *Ch. Masur,* Autophon AG, Ziegelmattstrasse 1—15, 4500 Solothurn.