Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 58 (1967)

Heft: 10

Artikel: Über die Berechnung des Einschwingverhaltens eines amplitudenmodulierten Signal bei synchroner Demodulation

Autor: Welzenbach, M.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-916252

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: 08.08.2025

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

BULLETIN

DES SCHWEIZERISCHEN ELEKTROTECHNISCHEN VEREINS

Gemeinsames Publikationsorgan des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins (SEV)
und des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätswerke (VSE)

Über die Berechnung des Einschwingverhaltens eines amplitudenmodulierten Signals bei synchroner Demodulation

Von *M. Welzenbach*, Backnang

621.376.2

Für lineare Netzwerke und Übertragungssysteme werden Berechnungsunterlagen zur Ermittlung des Einschwingverhaltens bei Amplitudenmodulation erstellt, wobei von der Wirkungsfunktion des Übertragungssystems die Lage der Pol- und Nullstellen in der komplexen Frequenzebene als bekannt vorausgesetzt wird. Zur Bestimmung der niederfrequenten Nachricht aus dem trägerfrequenten Signal am Eingang des Demodulators wird ein idealisierter synchroner Demodulationsvorgang exakt berücksichtigt. Die gewonnenen Ergebnisse werden kurz diskutiert und an einem Beispiel wird die Anwendung der angegebenen Berechnungsunterlagen auf ein praktisches System gezeigt.

Des données numériques pour la détermination du comportement des oscillations propres des réseaux et systèmes de transmission linéaires ont été établies, en présumant la connaissance préalable de l'emplacement des points polaires et d'annulation dans le plan complexe de fréquence de la fonction d'action du système de transmission. Un procédé idéal de démodulation synchronisée a été considéré exactement en vue de la détermination de l'information à basse fréquence provenant du signal à courant porteur à l'entrée du démodulateur. Les résultats acquis sont brièvement discutés, cependant qu'un exemple illustre l'application à un système pratique des données numériques indiquées.

1. Einleitung

Zu einem niederfrequenten Signal $a_1(t)$ an den Eingangsklemmen eines linearen Netzwerks lässt sich das Zeitverhalten $a_2(t)$ an den Ausgangsklemmen mittels der Laplace-Transformation berechnen, die z.B. in den Büchern von *Doetsch* [1; 2][1]) ausführlich behandelt wird. Für die Übertragung von amplitudenmodulierten Signalen wurde in [3] unter Anwendung des Verschiebungssatzes der Laplace-Transformation die niederfrequente Einhüllende bei asynchroner Demodulation berechnet. Die angegebene Berechnungsvorschrift berücksichtigt nur näherungsweise den idealen asynchronen Demodulationsvorgang und liefert nur dann eine gute Übereinstimmung mit Messergebnissen, wenn das Spektrum der niederfrequenten Sendefunktion auf Frequenzen beschränkt bleibt, die bei einer Trägerfrequenz f_T und einer Bandbreite des Übertragungssystems von Δf_{BP} kleiner als $2f_T - \Delta f_{BP}/2$ sind. Für die Anwendung eines synchronen Demodulationsvorgangs auf das amplitudenmodulierte Empfangssignal wurden in [4] u.a. Formeln für die Berechnung der «Niederfrequenten Normal- und Quadraturkomponente» angegeben. Das Signal am Ausgang des Demodulators wurde dabei in einen niederfrequenten und einen hochfrequenten Anteil zerlegt. Ein in der Praxis an den Ausgangsklemmen des Demodulators vorhandener Tiefpass zur Aussiebung der niederfrequenten Schwingungsanteile wurde durch Vernachlässigung der HF-Anteile simuliert, während seine Auswirkung auf die NF-Anteile nicht berücksichtigt wird. Dadurch ergeben sich dieselben Einschränkungen für das Sendespektrum wie bei [3].

In dieser Arbeit werden die Berechnungsunterlagen für das Einschwingverhalten von amplitudenmodulierten Signalen an linearen Systemen unter Berücksichtigung eines idealen synchronen Demodulationsvorgangs und bei Einführung eines technischen Tiefpasses an den Ausgangsklemmen des Demodulators angegeben. Bei der Berechnung der «Niederfrequenten Normal- und Quadraturkomponente» werden keine HF-Anteile vernachlässigt und die erwähnte Einschränkung hinsichtlich des Sendespektrums ist nicht mehr zu beachten.

[1]) Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

2. Berechnung des Einschwingverhaltens bei Amplitudenmodulation unter Berücksichtigung eines idealen synchronen Demodulationsvorganges

Ein System zur Übertragung von amplitudenmodulierten Signalen lässt sich im allgemeinen durch folgende Bausteine (Fig. 1) schematisch darstellen: Ein Sender S zur Erzeugung des niederfrequenten Signals $u_{1N}(t)$, ein eventuell vorhandener Impulsformer IF mit einer Ausgangszeitfunktion $u_{1NF}(t)$ zur Beschneidung des Spektrums des niederfrequenten Signals, ein Modulator M, der das geträgerte Signal $u_1(t)$ liefert. Unter dem hierauf folgenden Baustein «Übertragungsstrecke ÜS» seien ein eventuell vorhandener Sendebandpass, die Übertragungsleitung und der Empfangsbandpass zusammengefasst. Durch Anwendung eines synchronen Demodulationsverfahrens auf die am Eingang des Demodulators anliegende

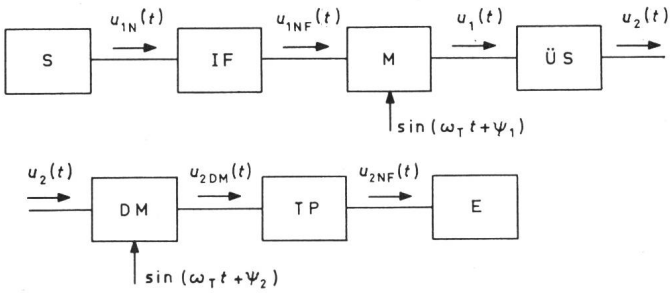
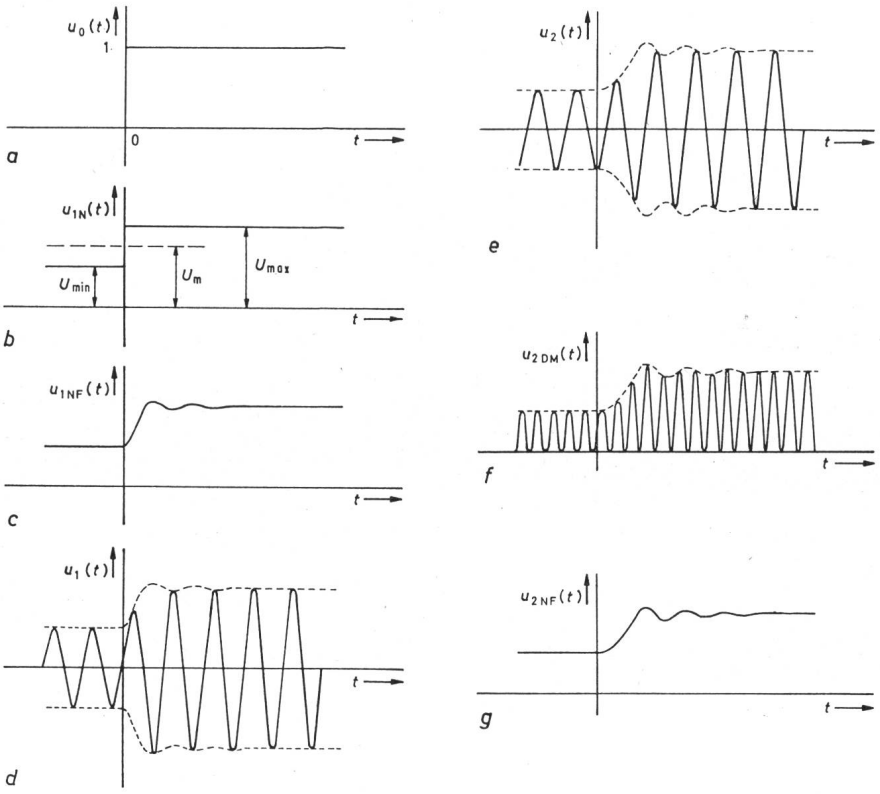


Fig. 1
Blockschema für ein Übertragungssystem für amplitudenmodulierte Signale
S Sender; *IF* Impulsformer; *M* Modulator; *ÜS* Übertragungsstrecke; *DM* Demodulator; *TP* Tiefpass; *E* Empfänger
Weitere Bezeichnungen siehe im Text

Fig. 2
Zeitfunktionen in den Ein- bzw. Ausgangsklemmen der in Fig. 1 dargestellten Systembausteine
a Einheitssprungfunktion; *b* Niederfrequentes Sendesignal; *c* Geformtes niederfrequentes Sendesignal; *d* Trägerfrequentes Sendesignal; *e* Trägerfrequentes Empfangssignal; *f* Trägerfrequentes Empfangssignal nach synchroner Demodulation; *g* Niederfrequente Normalkomponente



«geträgerte» Zeitfunktion $u_2(t)$ ergibt sich die demodulierte Nachricht $u_{2DM}(t)$, welche zur Trennung der niederfrequenten Empfangsfunktion von hochfrequenten Schwingungsanteilen auf einen Tiefpass TP gegeben wird. An den Ausgangsklemmen dieses Tiefpasses erhält man schliesslich die gewünschte Empfangsfunktion $u_{2NF}(t)$. Die an den Eingangs- bzw. Ausgangsklemmen der in Fig. 1 dargestellten Systembausteine auftretenden Zeitfunktionen sollen in Fig. 2 am Beispiel einer Sprungfunktion und eines Modulationsgrades $m \neq 1$ kurz skizziert werden.

Entsprechend Fig. 1 und 2 sollen nun die gewünschten Berechnungsunterlagen zur Ermittlung des Einschwingverhaltens bei Amplitudenmodulation erstellt werden.

Die vom Sender S abgegebene niederfrequente «Nachricht» $u_{1N}(t)$ sei für beliebige Modulationsgrade m:

$$u_{1N}(t) = U_m [1 - m + 2\, m\, u_0(t)] \tag{1}$$

Der Modulationsgrad m wird nach Fig. 2a, b wie folgt definiert:

$$m = \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{max} + U_{min}} \tag{2}$$

mit

$$\begin{aligned} U_{max} &= U_m (1 + m) \\ U_{min} &= U_m (1 - m). \end{aligned} \tag{3}$$

Für $m = 1$ und $U_m = 0{,}5$ ergibt sich $u_{1N}(t) = u_0(t)$. Mit der Spektralfunktion:

$$U_0(\lambda) = L[u_0(t)] \tag{4}$$

und der Wirkungsfunktion $G_{IF}(\lambda)$ des Impulsformers folgt $u_{1NF}(t)$ (siehe Fig. 1 und Fig. 2c):

$$u_{1NF}(t) = U_m [(1 - m)\, G_{IF}(0) + 2\, m\, u_{0F}(t)] \tag{5}$$

mit

$$u_{0F}(t) = L^{-1}[U_{0F}(\lambda)] \tag{6}$$

und

$$U_{0F}(\lambda) = U_0(\lambda) \cdot G_{IF}(\lambda) \tag{7}$$

Ist kein impulsformendes Netzwerk vorhanden, dann ist für $G_{IF}(\lambda) = G_{IF}(0) = 1$ zu setzen, d. h. es wird $u_{1NF}(t) = u_{1N}(t)$.

Im Modulator M wird die Trägerschwingung $\sin(\omega_T t + \psi_1)$ mit der Trägerfrequenz ω_T und dem zeitlich konstanten Trägereingangsphasenwinkel ψ_1 durch $u_{1NF}(t)$ moduliert. Das trägerfrequente Signal am Modulatorausgang lautet:

$$u_1(t) = u_{1NF}(t) \cdot \sin(\omega_T t + \psi_1) = u_{1NF}(t) \cdot \mathrm{Im}\,[e^{j(\omega_T t + \psi_1)}] \tag{8}$$

und lässt sich in einen stationären Anteil $u_{1S}(t)$ und einen dynamischen Anteil $u_{1D}(t)$ zerlegen [4].

$$u_1(t) = u_{1S}(t) + u_{1D}(t) \tag{9}$$

$$u_{1S}(t) = U_m (1 - m)\, G_{IF}(0)\, \mathrm{Im}\,[e^{j(\omega_T t + \psi_1)}] \tag{10}$$

$$u_{1D}(t) = 2\, m\, U_m\, u_{0F}(t)\, \mathrm{Im}\,[e^{j(\omega_T t + \psi_1)}] \tag{11}$$

Die Laplace-Transformierte $U_{1D}(\lambda)$ des dynamischen Anteils $u_{1D}(t)$ ergibt sich nach Anwendung des Verschiebungssatzes:

$$\begin{aligned} U_{1D}(\lambda) &= 2\, m\, U_m\, \mathrm{Im}\,\{L[u_{0F}(t)\, e^{j(\omega_T t + \psi_1)}]\} = \\ &= 2\, m\, U_m\, \mathrm{Im}\,[e^{j\psi_1}\, U_{0F}(\lambda - j\,\omega_T)] \end{aligned} \tag{12}$$

Nach Fig. 1 gelangt das trägerfrequente Signal über die Übertragungsstrecke ÜS mit der Wirkungsfunktion $G(\lambda)$ an den Eingang des Demodulators DM und kann wieder in einen stationären und dynamischen Anteil getrennt werden:

$$u_2(t) = u_{2S}(t) + u_{2D}(t) \tag{13}$$

Mit $G(j\omega_T) = |G(j\omega_T)|\, e^{j\varphi_T}$ und Gl. (10) errechnet sich der stationäre Anteil:

$$u_{2S}(t) = U_m (1 - m) \cdot G_{IF}(0) \cdot |G(j\,\omega_T)| \cdot \mathrm{Im}\,[e^{j(\omega_T t + \psi_1 + \varphi_T)}] \tag{14}$$

Aus der Spektralfunktion $U_{2D}(\lambda)$ des dynamischen Anteils am Eingang des Demodulators,

$$U_{2D}(\lambda) = G(\lambda) \cdot U_{1D}(\lambda) \tag{15}$$

ergibt sich über die Laplace-Rücktransformation der dynamische Anteil zu:

$$u_{2D}(t) = 2\, m\, U_m\, L^{-1}[G(\lambda) \cdot \mathrm{Im}\,\{e^{j\psi_1}\, U_{0F}(\lambda - j\omega_T)\}] \tag{16}$$

Das trägerfrequente Signal $u_2(t)$ nach Gl. (13) (siehe Fig. 1 und Fig. 2e) wird nun einem idealen synchronen Demodulationsvorgang mit der Trägerfrequenz ω_T und einem zeitlich konstanten Trägerphasenwinkel ψ_2 unterworfen.

Für das demodulierte Signal $u_{2DM}(t)$ (siehe Fig. 1 und Fig. 2f) ergibt sich analog Gl. (8):

$$u_{2DM}(t) = u_2(t) \cdot \mathrm{Im}\,[e^{j(\omega_T t + \psi_2)}] \tag{17}$$

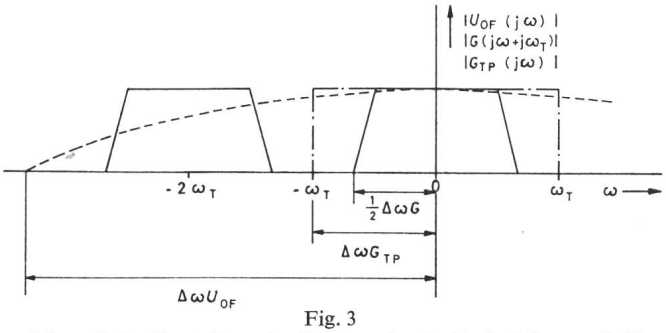


Fig. 3
Schematische Darstellung des Betrages der Spektralanteile von $h_1(t)$ nach Gl. (26)
-------- $|U_{0F}(j\omega)|$; ——— $|G(j\omega + j\omega_T)|$; -·-·- $|G_{TP}(j\omega)|$
Weitere Bezeichnungen siehe im Text

und mit der Zerlegung in einen stationären und dynamischen Anteil:

$$u_{2DM}(t) = u_{2DMS}(t) + u_{2DMD}(t) \tag{18}$$

Nach erneuter Anwendung des Verschiebungssatzes lässt sich die Spektralfunktion des dynamischen Anteils $u_{2DMD}(t)$ durch

$$U_{2DMD}(\lambda) = \mathrm{Im}\,[e^{j\psi_2}\, U_{2D}(\lambda - j\omega_T)] \tag{19}$$

bestimmen, wobei $U_{2D}(\lambda)$ durch Gl. (15) gegeben ist.

Mit den Gl. (18) und (19) kann nun für einen Tiefpass mit der Wirkungsfunktion $G_{TP}(\lambda)$ die gewünschte niederfrequente Empfangsfunktion $u_{2NF}(t)$ berechnet werden (siehe Fig. 1 und Fig. 2g). Die Grenzfrequenz ω_g des Tiefpasses wird bei praktischen Systemen ungefähr auf $\omega_g = 0{,}9\,\omega_T$ gelegt, damit das niederfrequente Empfangssignal durch den Tiefpass nicht gestört wird, und die bei der doppelten Trägerfrequenz liegenden Seitenbänder des demodulierten Signals unterdrückt werden.

Das niederfrequente Empfangssignal soll wieder getrennt in einen stationären und einen dynamischen Anteil angegeben werden:

$$u_{2NF}(t) = u_{2NFS}(t) + u_{2NFD}(t) \tag{20}$$

Mit

$$G_{TP}(j\,2\,\omega_T) = |\,G_{TP}(j\,2\,\omega_T)\,|\,e^{j\varphi_{TP}} \tag{21}$$

und

$$\varphi_{TP} = \mathrm{arc\,tg}\,\frac{\mathrm{Im}\,[G_{TP}(j\,2\,\omega_T)]}{\mathrm{Re}\,[G_{TP}(j\,2\,\omega_T)]} \tag{22}$$

ergibt sich der stationäre Anteil:

$$u_{2NFS}(t) = \tfrac{1}{2}\,U\mathrm{m}\,(1-m)\cdot G_{IF}(0)\cdot|\,G(j\,\omega_T)\,|\cdot[G_{TP}(0)\cdot \cos(\psi_2 - \psi_1 - \varphi_T) - |\,G_{TP}(j\,2\,\omega_T)\,|\cdot\cos(2\,\omega_T t + \psi_2 + \psi_1 + \varphi_T + \varphi_{TP})] \tag{23}$$

Aus der Spektralfunktion des dynamischen Anteils am Tiefpassausgang

$$U_{2NFD}(\lambda) = G_{TP}(\lambda)\cdot\mathrm{Im}\,[e^{j\psi_2}\, U_{2D}(\lambda - j\omega_T)] \tag{24}$$

ergibt sich die gesuchte Zeitfunktion:

$$u_{2NFD}(t) = \mathrm{L}^{-1}\,[G_{TP}(\lambda)\,\mathrm{Im}\,\{e^{j\psi_2}\, U_{2D}(\lambda - j\omega_T)\}] \tag{25}$$

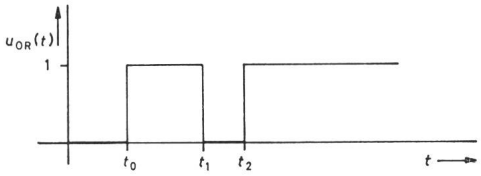


Fig. 4
Sendesignal für eine Zeichenfolge
Weitere Bezeichnungen siehe im Text

Um eine Diskussion des Ergebnisses für $u_{2NF}(t)$ zu ermöglichen, soll $u_{2NFD}(t)$ in eine andere Form gebracht werden.

Mit den Hilfszeitfunktionen

$$h_1(t) = \mathrm{L}^{-1}\,[U_{0F}(\lambda)\cdot G(\lambda + j\omega_T)\cdot G_{TP}(\lambda)] \tag{26}$$

und

$$h_2(t) = \mathrm{L}^{-1}\,[U_{0F}(\lambda)\cdot G(\lambda + j\omega_T)\cdot G_{TP}(\lambda + j\,2\,\omega_T)] \tag{27}$$

sowie

$$s_1(t) = \frac{G(-j\omega_T)}{|\,G(j\omega_T)\,|}\,h_1(t) \tag{28}$$

und

$$s_2(t) = \frac{G(-j\omega_T)}{|\,G(j\omega_T)\,|}\,h_2(t) \tag{29}$$

kann Gl. (25) umgeformt werden:

$$\begin{aligned} u_{2NFD}(t) &= \\ &= m\,U_m\,\mathrm{Re}\,[e^{-j(\psi_2-\psi_1-\varphi_T)}\,s_1(t) - e^{j(2\omega_T t+\psi_2+\psi_1+\varphi_T)}\,s_2(t)] = \\ &= m\,U_m\,[\mathrm{Re}\,s_1(t)\cdot\cos(\psi_2 - \psi_1 - \varphi_T) + \mathrm{Im}\,s_1(t)\cdot \\ &\cdot\sin(\psi_2 - \psi_1 - \varphi_T) - \mathrm{Re}\,s_2(t)\cdot\cos(2\,\omega_T t + \psi_2 + \psi_1 + \\ &+ \varphi_T) + \mathrm{Im}\,s_2(t)\cdot\sin(2\,\omega_T t + \psi_2 + \psi_1 + \varphi_T)] \end{aligned} \tag{30}$$

Mit den Gl. (20), (23) und (25) bzw. (30) ist nun das gesuchte Signal am Empfänger für beliebige Phasenwinkel ψ_2 der Überlagererschwingung gegeben.

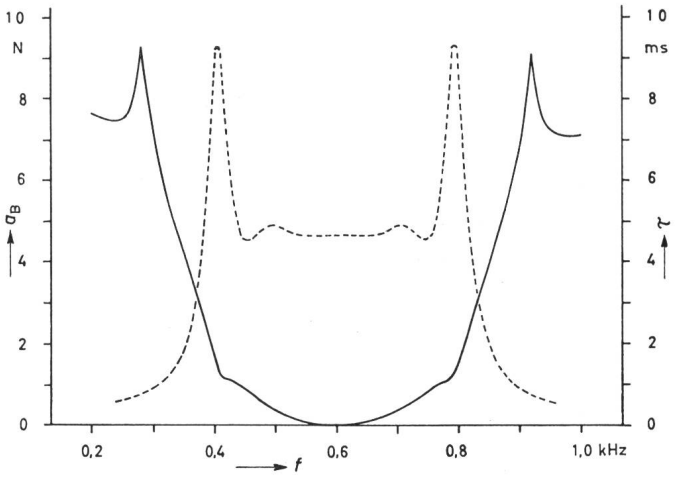


Fig. 5
Dämpfung und Gruppenlaufzeit des Bandpasses
a_B Dämpfung; τ Gruppenlaufzeit; f Frequenz
——— Dämpfung ------- Gruppenlaufzeit

Wählt man:

$$\psi_2 = \psi_1 + \varphi_T \tag{31}$$

dann erhält man bekanntlich die sog. «*Niederfrequente Normalkomponente*», welche das eigentliche gewünschte niederfrequente Empfangssignal darstellt.

Für

$$\psi_2 = \psi_1 + \varphi_T + \frac{\pi}{2} \tag{32}$$

ergibt sich die sog. «*Niederfrequente Quadraturkomponente*». Die aufgezeigten Ergebnisse sollen nun diskutiert werden.

2.1 Diskussion der Ergebnisse

a) Wie aus den Gl. (26) und (27) ersichtlich ist, sind die wesentlichen, durch den Tiefpass ungedämpften Anteile der empfangenen Nachricht in $h_1(t)$ enthalten.

b) Bei der Berechnung von $h_1(t)$ kann $G_{TP}(\lambda)$ mit $U_{0F}(\lambda)$ zusammengefasst werden, d.h. es ist für die Berechnung von $h_1(t)$ völlig gleichgültig, ob der Tiefpass auf der Sender- oder Empfängerseite liegt.

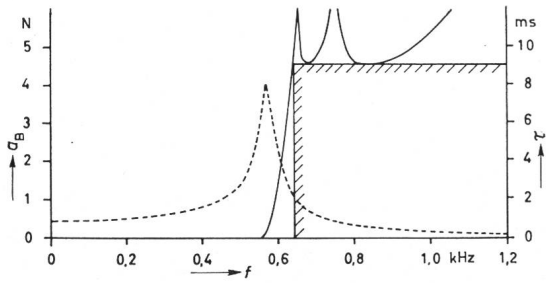


Fig. 6
Dämpfung und Gruppenlaufzeit des Tiefpasses
Bezeichnungen siehe Fig. 5

c) Vernachlässigt man in Gl. (23) und (30) die durch den Tiefpass gedämpften hochfrequenten Schwingungsanteile und ersetzt $h_1(t)$ durch:

$$h(t) = \mathrm{L}^{-1}[U_{0\mathrm{F}}(\lambda) \cdot G(\lambda + \mathrm{j}\omega_\mathrm{T})]$$

dann erhält man die in [4] aufgezeigten Ergebnisse für ein Signal am Ausgang des Tiefpasses.

d) Betrachtet man eine schematische Darstellung des Betrages der Spektralanteile von $h_1(t)$ (siehe Fig. 3), dann lassen sich folgende Grenzfälle in der Berechnung von $h_1(t)$ ableiten:

α) Für $\Delta\omega\, U_{0\mathrm{F}} \leqq 2\omega_\mathrm{T} - \frac{1}{2}\Delta\omega G$, insbesondere aber für $\Delta\omega U_{0\mathrm{F}} \leqq \Delta\omega G_{\mathrm{TP}}$ ergibt sich unter der Annahme eines idealen Tiefpasses nach dem Demodulator für $h_1(t)$ und $h(t)$ annähernd das gleiche Ergebnis.

β) Für $\Delta\omega\, U_{0\mathrm{F}} > 2\omega_\mathrm{T} - \frac{1}{2}\Delta\omega G$ treten abhängig von der relativen Bandbreite $\Delta\omega G$ der Übertragungsstrecke ÜS mehr oder weniger starke Abweichungen zwischen $h_1(t)$ und $h(t)$ auf.

e) Liefert der Sender S anstelle eines einzigen Einschaltvorganges $u_0(t)$ nach Fig. 2a eine Folge von Ein- und Ausschaltvorgängen, dann braucht in den angegebenen Gleichungen nur $u_0(t)$ durch $u_{0\mathrm{R}}(t)$ und $U_0(\lambda)$ durch $U_{0\mathrm{R}}(\lambda)$ ersetzt zu werden (Fig. 4).

Mit Ein- und Ausschaltvorgängen zu den Zeitpunkten t_ν lässt sich für $u_{0\mathrm{R}}(t)$ folgende Beziehung angeben:

$$u_{0\mathrm{R}}(t) = \sum_{\nu=0}^{n} (-1)^\nu u_0(t - t_\nu) \tag{33}$$

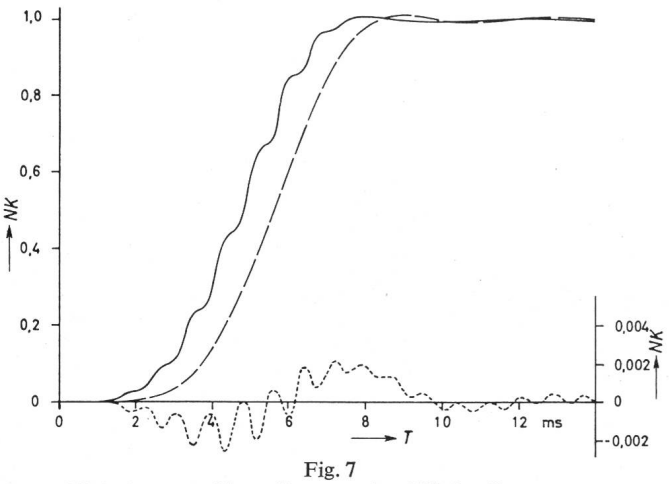


Fig. 7
«Niederfrequente Normalkomponente» NK der Spannung am Empfänger-Eingang
$(\Psi_2 = \Psi_1 + \varphi_\mathrm{T})$
T Zeit
——— NK nach [4] (Diskussionspunkt c); — — — NK nach Gl. (23) und (30) mit Bedingung (31); -------- nur HF-Anteil nach Gl. (23) und (30) mit Bedingung (31)

mit

$$u_0(t - t_\nu) \begin{matrix} = 0 \\ = 1 \end{matrix} \Big\} \text{ für } t \begin{cases} < t_\nu \\ > t_\nu \end{cases} \tag{34}$$

Die Spektralfunktion für $u_{0\mathrm{R}}(t)$ lautet:

$$U_{0\mathrm{R}}(\lambda) = U_0(\lambda) \sum_{\nu=0}^{n} (-1)^\nu \mathrm{e}^{-\lambda t_\nu}$$

mit

$$U_0(\lambda) = \frac{1}{\lambda} \tag{35}$$

3. Beispiel zur Anwendung der angegebenen Berechnungsunterlagen auf ein praktisches System

Für ein praktisches System zur Übertragung von amplitudenmodulierten Signalen nach Fig. 1 sollen die «Niederfrequente Normal- und Quadraturkomponente» am Eingang des Empfängers berechnet werden.

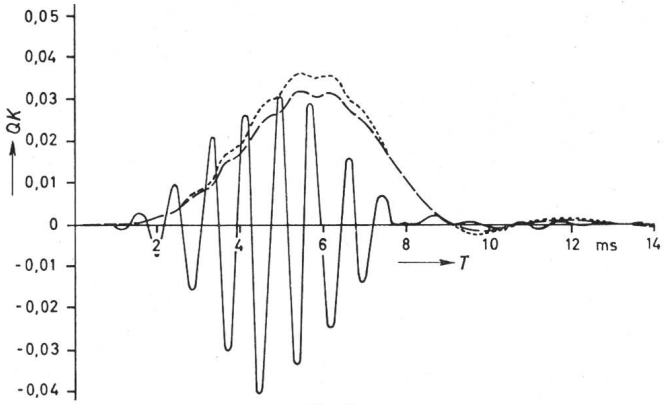


Fig. 8
«Niederfrequente Quadraturkomponente» QK der Spannung am Empfänger-Eingang

$$\left(\Psi_2 = \Psi_1 + \varphi_\mathrm{T} + \frac{\pi}{2}\right)$$

——— QK nach [4] (Diskussionspunkt c); — — — QK nach Gl. (23) und (30) mit Bedingung (32); ------ nur HF-Anteil nach Gl. (23) und (30) mit Bedingung (32)

Die niederfrequente Sendefunktion sei eine Sprungfunktion nach Fig. 2a. Die Berechnung soll für einen Modulationsgrad $m = 1$ und $U_\mathrm{m} = 0{,}5$ durchgeführt werden. Damit ergibt sich für:

$$u_{1\mathrm{N}}(t) = u_0(t) = 1 \text{ für } t \geqq 0$$

und

$$u_{1\mathrm{N}}(\lambda) = U_0(\lambda) = \frac{1}{\lambda}$$

Ein impulsformendes Netzwerk IF sei nicht vorhanden. Die Trägerfrequenz soll $f_\mathrm{T} = 600$ Hz betragen. Die Übertragungsstrecke ÜS bilde ein arithmetisch symmetrischer Bandpass mit einer Mittenfrequenz von $f_\mathrm{M} = 600$ Hz. Die Dämpfung und die Gruppenlaufzeit des Bandpasses sind aus Fig. 5 ersichtlich.

Als Tiefpass am Ausgang des Demodulators wurde der Cauer-Tiefpass C 070557 [5] mit einer Durchlassgrenze bei $f_\mathrm{D} = 0{,}9 f_\mathrm{T} = 540$ Hz verwendet. Der Dämpfungs- und Gruppenlaufzeitverlauf ist in Fig. 6 angegeben. In Fig. 7 und 8 sind die «Niederfrequente Normal- und Quadraturkomponente» am Eingang des Empfängers dargestellt.

Aus Fig. 7 erkennt man einen deutlichen Unterschied im Verlauf der «Normalkomponenten». Einmal wurde die Normalkomponente nach dem in Diskussionspunkt c) angeführten Verfahren berechnet und zeigt hierfür den nicht geglätteten Kurvenverlauf. Im anderen Fall wurde die

«Niederfrequente Normalkomponente» nach Gl. (23) und (30) unter Berücksichtigung eines Tiefpasses bestimmt. Die hochfrequenten Anteile, die in Gl. (23) und (30) auftreten, werden durch den Tiefpass gedämpft. Sie zeigen, wie in Fig. 7 deutlich sichtbar, eine Schwingung mit der doppelten Trägerfrequenz. Das eben für die «Normalkomponente» Gesagte gilt auch für die «Quadraturkomponente» in Fig. 8. Es tritt hier ein noch grösserer Unterschied zwischen der Berechnung nach dem in Diskussionspunkt c) angeführten Näherungsverfahren und der nach Gl. (23) und (30) auf, da die in [4] vernachlässigten hochfrequenten Schwingungsanteile dieselbe Grössenordnung erreichen, wie der niederfrequente Zeitanteil in Gl. (23) und (30).

Literatur

[1] *G. Doetsch:* Theorie und Anwendung der Laplace-Transformation. Springer, Berlin 1937.

[2] *G. Doetsch:* Handbuch der Laplace-Transformation. Bd. 1: Theorie der Laplace-Transformation. Birkhäuser, Basel 1950.

[3] *J. Peters:* Einschwingvorgänge, Gegenkopplung, Stabilität. Theoretische Grundlagen und Anwendungen. Springer, Berlin/Göttingen/Heidelberg, 1954.

[4] *K. Antreich:* Berechnung trägerfrequenter Einschwingvorgänge aus der Wirkungsfunktion linearer Netzwerke bzw. linearer Übertragungssysteme. Arch. elektr. Übertrag. 18(1964)11, S. 686...691.

[5] *R. Saal:* Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges normierter Tiefpässe. 2. Auflage, Telefunken AG, Backnang 1963.

Adresse des Autors:

M. Welzenbach, dipl. Ingenieur, Telefunken AG, Gerberstrasse 34, D - 715 Backnang.

Energiemessungen in Drehstrom-Hochspannungsnetzen

Von *K. Gocht,* Goldenstedt, und *K. Weber,* Hameln

621.317.785 : 621.316.13

Bei Energiemessungen in Hochspannungsnetzen bestanden immer noch Unklarheiten über die richtige Anwendung von Drei- bzw. Vierleiterzählern sowie über deren Schaltung mit den dazugehörigen Messwandlern. Aufgrund neuer theoretischer Untersuchungen kann nunmehr für alle in Hochspannungsnetzen vorkommenden Messaufgaben die richtige Schaltung gewählt werden. Für alle Schaltungen wird immer der gleiche Zähler mit drei Messwerken verwendet. Je nach Messaufgabe kann dieser Zähler in der Zweiwattmeterschaltung für Hochspannungsnetze ohne Nullstromeinfluss und in der Dreiwattmeterschaltung mit Sternpunktanschluss für Hochspannungsnetze mit Nullstromeinfluss eingesetzt werden.

Les mesures d'énergie effectuées dans les réseaux à haute tension laissaient toujours subsister jusqu'à présent des incertitudes au sujet de l'application correcte des compteurs à trois, resp. à quatre fils, ainsi que le couplage de ces derniers avec les transformateurs de mesure qui leur sont affectés. Des recherches théoriques ont prouvé, que tous les travaux de mesure impliquent nécessairement le choix d'une charge parfaitement appropriée au compteur. Tous les couplages sont mesurés à l'aide du même compteur, équipé de trois éléments de mesure. Ce compteur peut, selon la mesure à effectuer, être appliqué suivant la méthode de couplage des deux wattmètres dans les réseaux à haute tension soustraits à l'influence du courant homopolaire, et suivant le couplage des trois wattmètres avec raccordement au point neutre dans les réseaux à haute tension influencés par le courant homopolaire.

Hochspannungsnetze galten lange Jahre hindurch als typische Dreileiter-Drehstrom-Anlagen und wurden mit zweisystemigen Zählern in Aronschaltung ausgerüstet. Die für diese Schaltung notwendige Bedingung, dass die Summe der drei Phasenströme gleich Null ist, ist aber nur im nicht-erdschlusskompensierten Hochspannungsnetz direkt hinter dem Einspeisetransformator und direkt vor dem Verbrauchertransformator erfüllt. An allen anderen Meßstellen verwandelt sich das Dreileiternetz wegen der unterschiedlichen Leitererdkapazitäten in ein Vierleiternetz.

Erdschlusskompensierte Netze stellen — ausser an Abzweigen mit direktem Verbraucheranschluss und an den Leitungsenden mit primär ungeerdetem Ausgangstransformator — ebenfalls Vierleiternetze dar, weil einerseits der Sternpunkt des Einspeisetransformators über die Löschdrosselspule und anderseits das Leitungssystem über die Kapazitäten und Ableitungen gegen Erde mit dem vierten Leiter, nämlich der Erde verbunden sind, wobei geschlossene Nullstrombahnen gebildet werden. Arbeitsmessungen im Vierleiternetz können aber bekanntlich nicht mit zweisystemigen Zählern in Aronschaltung, sondern nur mit dreisystemigen Zählern, also Drehstrom-Vierleiterzählern, durchgeführt werden.

Um zu einer einheitlichen und messtechnisch einwandfreien Zählerausführung zur Energiemessung an beliebigen Stellen des Hochspannungsnetzes zu gelangen, ist es zweckmässig, nur Drehstromzähler mit drei Messwerken zu verwenden. Sie liefern in den weiter unten angegebenen Schaltungen richtige Messwerte und haben darüber hinaus den Vorteil, dass sie gegenüber Dreileiterzählern wegen des höheren Drehmomentes geringeren Reibungseinfluss und stabilere Kleinlastwerte aufweisen und ausserdem leichter einzustellen sind.

Die zur Energiemessung sowohl in nicht-erdschlusskompensierten als auch in erdschlusskompensierten Netzen verwendeten Drehstromzähler mit drei Messwerken (Universal-Drehstromzähler) könnten in der Zweiwattmeterschaltung, in der Dreiwattmeterschaltung mit freiem Sternpunkt und in der Dreiwattmeterschaltung mit Sternpunktanschluss angeschlossen werden. Es kämen demnach folgende Schaltungen für Hochspannungsnetze in Frage [1; 2] [1]).

a) Schaltung 1: Zweiwattmeterschaltung;
b) Schaltung 2: Dreiwattmeterschaltung mit freiem Sternpunkt;
c) Schaltung 3: Dreiwattmeterschaltung mit Sternpunktanschluss.

Je nach Zustand des Hochspannungsnetzes und nach Lage der Meßstelle können Zähler, die nach diesen drei Grundschaltungen angeschlossen sind, mehr oder weniger grosse Abweichungen ihrer Anzeige gegeneinander aufweisen. Um die wegen der falschen Anwendung der Schaltungen immer wieder aufgetretenen Schwierigkeiten zu beheben, sollen im folgenden genaue Richtlinien für die richtige Verwendung der drei verschiedenen Schaltungen angegeben und Angaben darüber gemacht werden, wie die Spannungs- und Stromwandler mit den Zählern, die in jedem Falle gleichen Aufbau und gleiche Innenschaltung als Universal-Drehstromzähler (3 Messwerke) haben, zu schalten sind.

[1]) Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.