

TS 4 Abschrift

10.10.1967, 16.10.1967

14. Zusammenfassung der gewonnenen Erfahrungen

A) Technische Erfahrungen

- a) Die TS erscheint stets als SAS über dem Superpositionsfeld aus zwei Seitenbändern von Sendern, welche in der Frequenz-Amplituden-Ebene hinsichtlich des Frequenzargumentes hinreichend weit auseinander liegen, und amplitudenmoduliert sind.
- b) Die günstigsten SAS Frequenzen liegen an den Grenzen des Mittelwellenbandes.
- c) Die Sender müssen mit Sprechtexten beliebiger Sprachen amplitudenmoduliert sein.
- d) Die aufgenommene TS liegt teilweise im doppelten zeitlichen Lautfolgedichte und muss daher bei der Wiedergabe eine Zeitdehnung 1 : 2 (breitbandige Niederfrequenzteilung) erfahren.
- e) Die Seitenbänder der beiden Sender müssen möglichst flach sein und stetig abfallen.
- f) Sind γ_1 und γ_2 mit $|\gamma_1 - \gamma_2| > 0$ die beiden Sendefrequenzen, dann liegt die SAS am günstigsten, wenn ihr Amplitudenmaximum bei $2\gamma = \gamma_1 + \gamma_2$ ist.
- g) Die Empfindlichkeit des Empfangssystems darf den Nullpegel der modulationsfreien Superposition bei γ nicht erreichen, muss aber den Pegel der superponierenden Modulationen der SAS in γ tangieren.
- h) Die TS erscheint dann optimal, wenn die Flanken der nicht modulierten SAS symmetrisch sind, so dass dieses Feld als Pseudosender erscheint.
- i) Es gibt über dem SAS- Nullpegel bei γ (über) der Amplitude x stets einen Normalpegel $y > x$, bei welchem die TS optimal abgegriffen werden kann. Einstellung der Empfängerempfindlichkeit auf y bedeutet optimale Tangierung der Modulation, so dass diese Tangentenbedingung eingehalten werden muss.
- j) Die SAS Frequenz γ muss gegebenenfalls mikrometrisch mit geringer Toleranz eingestellt werden, so dass das Empfangsband $\gamma \pm \Delta \gamma$ möglichst schmal bleibt, weil sonst stets ein intensiver akustischer Störsinus überlagert.
- k) Bei der TS-Aufnahme werden stets sehr tiefe akustische Begleitfrequenzen beobachtet, die zwar herausfilterbar sind, aber auch dann erscheinen, wenn das SAS-Band extrem schmal ist.
- l) Besonders günstige TS-Aufnahme, wenn mehrere SAS mit verschiedenen Modulationen (Seitenbänder als Zeitspuren einer SAS) in Amplitudenrichtung übereinander liegen und ein Zeitmuster bilden. Zeitmusterabgriff im Normalpegel der Zeitmusterkomponente (SAS) maximaler Amplitude in Tangentenbedingung.
- m) Harmonisches Klangmotiv mit Sinuskomponenten als Phonochlor im Zeitmusterhintergrund günstig. TS passt sich statisch dem Rhythmus des Klangmotivs an, und Empfangsselektor durch elektronisch dynamische Anpassung der Empfangsempfindlichkeit auf den Normalpegel (Tangentendynamik) und dynamische Abgleichung auf die Zeitmusterfrequenz.

- n) Zeitweilig erscheint über jeder SAS des Mittelwellenbandes ein intensiver akustischer Störsinus, welcher das gesamte elektronische System zu intensiven Resonanzen anregen kann.
- o) Es existiert das Phänomen der Doppelinformation derart, dass nach einer dokumentarischen Sammlung über TS-Passagen ca. 50% aller Aufnahmen die Doppelinformation tragen.
- p) Der TS-Prozess transformiert die lineare Superposition des Zeitmusterabgriffes in nichtlinearerer (quadratischer) Form.
- q) Die in der SAS zur Superposition kommenden Zeitspuren als Textmodulationen (Zeitspurabgriff) der Zeitlinien (Amplitudendiskriminante der Seitenbänder) müssen zweckmäßig mit einem Zeitspurgrund geringer Intensität aus vielen Lautkombinationen moduliert werden.
- r) Intensive akustische Impulse des Zeitmusterabgriffs sind im allgemeinen informationsfrei.

B) Erfahrungen hinsichtlich der TS-Manifestation

- a) Die Zeitlinienmodulation zur Zeitspur (im Abgriff) kann durch beliebige menschliche Sprachen erfolgen.
- b) Unabhängig von den Zeitspuren erscheint die TS (hinsichtlich G. + H.) in deutscher Sprache.
- c) Die TS wandert in der Amplituden-Frequenz-Ebene mit, wenn die SAS bzw. Zeitmusterfrequenz gewechselt wird, und zwar *unabhängig* vom Frequenzabstand zwischen beiden Zeitmustern. Dieses Mitwandern der TS erscheint jedoch nur dann, wenn die übermittelte Information noch nicht abgeschlossen ist.
- d) Die TS wird mit Ausnahme elektromagnetischer Wirkungen von keinem physikalischen oder chemischen Prozess beeinflusst.
- e) Elektrostatische Potenziale sowie intensive aperiodische Feldstörungen des Zeitmusters haben einen negativen Einfluss auf die TS.
- f) Die TS-Artikulation wird durch begleitende Photonenfelder beeinflusst, und zwar rot → gelb → grün → blau mit wachsenden Frequenzen verbessernd, während UV mit sichtbaren und Infrarotfrequenzen (UV im Maximum) äußerst negativ wirkt. Infrarotstrahlung allein ist wirkungslos.
- g) Die Artikulation der TS wird durch den Einfluss magnetostatischen Feldes ebenfalls verbessert, derart, dass phonetische Elemente stark hervortreten, wenn an den HF-Eingang des Empfangssystems ein LC-Glied mit permanentmagnetisiertem Dielektrikum gekoppelt wird und die Zeitmusterfrequenz so abgestimmt wird, dass zwischen LC- und HF-Eingang optimale Impedanz besteht.
- h) Hinsichtlich LC-Koppelung ist das begleitende Photonenfeld optimal als Dreikomponentenfeld (rot grün und blau) wirksam, wenn die Photonenquellen gemäß rot direkt bei LC – blau-Abstand ca. 2 m von LC und grün in der Mitte zwischen rot und blau angeordnet ist.
- i) Es besteht eine aktive elektronische Durchsprechmöglichkeit ohne HF-Trägerfrequenz in normaler zeitlicher Lautfolgedichte, welche beim begleitenden photonischen

Dreikomponentenfeld (rot, grün, blau) wiederum optimal wird, wobei allerdings keine Erfahrung hinsichtlich der räumlichen Gruppierung der Photonenquellen vorliegt.

- j) Der TS-Empfang ist von der räumlichen Lage des LC hinsichtlich des Empfangssystems unabhängig.
- k) Die TS-Manifestation ist auch bei Volltransistorisierung möglich, und zwar ohne Qualitätsänderung.
- l) Die TS erscheint auch bei Batteriebetrieb und ist daher netzunabhängig.
- m) Vor deutlichen TS erscheint häufig eine NF-Impulsfolge zwischen acht Hz und 12 Hz nach Zeitdehnung, während nach vollendeter TS zu **???**mation¹ **???** dissonanter Pfeifton hoher Intensität mit steigender Frequenz während ca 0,5 sec auftritt.

C) Erfahrungen hinsichtlich der TS-Information

- a) Die TS erscheint in verständlichen artikulierten Worten, mit denen der Experimentator *A* persönlich angesprochen wird. Von ausgewählten Aufnahmen waren 44% eindeutig von mehreren Personen erkannt, während 44% in gegenseitiger Absprache verstanden werden konnten. Nur 12% wurden nicht eindeutig verstanden, wohl aber als Sprechtext identifiziert.
- b) Die TS-Information ist stets bedingt durch die gegenwärtige oder eine vergangene Situation hinsichtlich *A*.
- c) Die Information ist im allgemeinen von anwesenden Personen unabhängig, es sei denn, *A* und eine der anwesenden Personen haben einen gemeinsamen aber verstorbenen Bekannten. In diesem Falle kann sich die TS auf diesen Bekannten beziehen.
- d) Verlassen alle Personen einschließlich *A* den Arbeitsraum, dann kann die TS bleiben, wobei ihre Information wiederum gemäß b) und c) situationsbezogen bleibt.
- e) Häufig manifestiert sich in der SAS oder dem Zeitmuster eine Kommunikation mehrerer TS untereinander, welche nicht auf *A* gerichtet ist und sich auch nicht auf seine momentane Situation bezieht.
- f) Es erscheinen männliche und weibliche TS (im Tenor deutlich unterscheidbar), welche Eigennamen (nach **??**² dem Geschlecht richtig entsprechen) auf sich beziehen. Sofern es sich bei dieser Namensnennung um die Namen identifizierbarer Bekannter von *A* handelt, gehören diese Namen stets zu Persönlichkeiten, die seit mehr als drei Monaten verstorben sind.
- g) Die TS ist als eigenständiger Faktor außerhalb des Empfangssystems und des Versorgungsnetzes existent, welcher auf nicht physikalische Weise eine elektronische Lautfolgestatistik moduliert.
- h) Die TS reagiert auf die direkte elektronische Ansprache und die gegebene örtliche und zeitliche Situation wie eine vernünftige, sich selber bewusste und völlig eigenständige Persönlichkeit.
- i) Die TS ist zeitlich unabhängig, doch können sich bedingt einzelne TS mit Namensnennung an Daten äußern, welche (sich) mit Geburts- und Sterbedaten von

¹TS4-7 Rand rechts

²TS4-9 links

Persönlichkeiten decken, für welche sich die betreffende TS ausgeben (geschlechtlich richtig koordiniert), die aber seit mindestens drei Monaten verstorben sind.

- j) Eine einmal phonetisch identifizierte TS konkreten Namens kann bei späteren Aufnahmen phonetisch immer wieder identifiziert werden, wobei die Namensbezeichnung nicht wechselt.
- k) Die TS-Information als auch die TS in Rhetorik und Phonetik erscheint in drastischer Weise ortsabhängig.

D) Konsequenz aus den Erfahrungen.

Nach B und C kann die TS nur ein paranormaler Prozess sein, der sich gemäß A physikalisch manifestiert. Für die Natur des paranormalen Prozesses gibt es jedoch nur die Möglichkeiten

- a) animistischer Vorgang,
- b) spiritistischer Vorgang,
- c) animistisch-spiritistischer Vorgang.

Hier fällt die Möglichkeit a) von vornherein aus, weil der Vorgang von anwesenden Personen unabhängig ist. Für c) könnte das gleiche Argument angeführt werden, jedoch nur bedingt, so dass der tatsächliche TS-Prozess primär nur *spiritistischer* Natur sein kann.

Die TS-Manifestation erfolgt dann entweder direkt über LC $\bar{p}$ im Zeitmuster gemäß b) oder indirekt gemäß c).

8.10.67

15. Theoretische Analyse der Erfahrungen

A) Zeitmustertheorie

Nach 14A und B manifestiert sich die TS stets in einem emittierten elektromagnetischen Feld $\vec{E}, \vec{H}$, welches von einem elektronischen System empfangen wird. Mit der Ladungsdichte ρ , ihrer Relativgeschwindigkeit $\vec{v}$ und den Materialkonstanten ϵ und μ (Dielektrizitätskonstante und Permeabilität) folgt nach B II 4 und C I 3 für alle elektromagnetischen Felder $\text{rot } \vec{H} = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \dot{\vec{E}} + \rho \vec{v}$, $\epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \text{div } \vec{E} = \rho$, $\text{rot } \vec{E} = -\mu_0 \cdot \mu \cdot \dot{\vec{H}}$, $\text{div } \vec{H} = 0$. Im Fall der TS-Aufnahme ist stets $\rho = 0$ und $(\epsilon, \mu) = \text{const}(t)$, weil sich während der Aufnahme die Materialbedingungen nicht ändern und keine freien Ladungsverteilungen vorliegen. Damit wird $\text{rot } \vec{H} = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \dot{\vec{E}}$, $\text{div } \vec{E} = 0$, $\text{rot } \vec{E} = -\mu_0 \cdot \mu \cdot \dot{\vec{H}}$, $\text{div } \vec{H} = 0$!

Skalarmultiplikation von $\text{rot } \vec{H}$ mit $\vec{E}$ und $\text{rot } \vec{E}$ mit $\vec{H}$ sowie anschließender Subtraktion liefert $\vec{E} \cdot \text{rot } \vec{H} - \vec{H} \cdot \text{rot } \vec{E} = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \dot{\vec{E}} \cdot \vec{E} + \mu_0 \cdot \mu \cdot \dot{\vec{H}} \cdot \vec{H} = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial t} (\epsilon_0 \cdot \epsilon E^2 + \mu_0 \cdot \mu H^2) = \dot{\eta}$, weil $(\epsilon, \mu) = \text{const}(t)$ ist, wenn $\dot{\eta}$ die räumliche Dichte der elektromagnetischen Leistung W ist. Andererseits gilt nach einem Operatortheorem $\vec{E} \text{ rot } \vec{H} - \vec{H} \text{ rot } \vec{E} = -\text{div } \vec{E} \times \vec{H}$, also $\dot{\eta} = -\text{div } \vec{E} \times \vec{H}$ oder nach räumlicher Gebietsintegration $W = -\int \text{div } \vec{E} \times \vec{H} \cdot dV = -\oint \vec{E} \times \vec{H} \cdot d\vec{F}$, wenn $\vec{F}$ die V begrenzende Oberfläche ist. Es ist also

$\bar{S} = \bar{E} \times \bar{H}$ derjenige Leistungsdurchsatz, der vom Sender emittiert und vom Empfänger aufgenommen wird, so dass sich die TS in

$$\bar{S} = \bar{E} \times \bar{H} \quad (1)$$

allein manifestieren kann.

Unter der Gegebenheit $(\varepsilon, \mu) = \text{const}(t)$ können die beiden Feldrotoren zeitlich differenziert und ineinander substituiert werden. Mit $(\bar{E}, \bar{H}) \equiv \bar{Q}$ folgt dann für beide Feldvektoren $-\varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu \cdot \ddot{\bar{Q}} = \text{rot rot } \bar{Q} = \text{grad div } \bar{Q} - \text{div grad } \bar{Q}$, was wegen $\text{div } \bar{Q} = 0$ zu $\text{div grad } \bar{Q} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu \cdot \ddot{\bar{Q}}$ wird. Dies ist aber eine transversale Wellengleichung, so dass sich die Feldvektoren als Wellenfelder bestimmter Frequenz mit der Geschwindigkeit $c^2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu = 1$ im R_3 ausbreiten. Ist $\bar{Q}_0$ die Amplitude und $\omega/2$ die Frequenz, dann wird die Wellengleichung erfüllt durch harmonische Schwingungsgesetze derart, dass die $\bar{H}$ -Schwingung um $\pi/2$ gegen $\bar{E}$ phasenverschoben ist, oder umgekehrt (Folge der Induktion). Es ist also $\bar{E} = \bar{E}_0 \cdot \sin \omega \cdot t / 2$ und $\bar{H} = \bar{H}_0 \cdot \sin 1/2(\omega t + \pi) = \bar{H}_0 \cdot \cos(\omega t / 2)$.

Für $\bar{S}$ gilt dann $\bar{S} = \bar{E} \times \bar{H} = \bar{E}_0 \times \bar{H}_0 \cdot \sin \omega t / 2 \cdot \cos \omega t / 2 = 1/2 \cdot \bar{E}_0 \times \bar{H}_0 \cdot \sin \omega t$, das heißt, $\bar{S}$ schwingt mit der Frequenz ω .

Es werde allgemein für die Amplitude $1/2 \cdot \bar{E}_0 \times \bar{H}_0 = \bar{x}$ gesetzt, so dass $\bar{S} = \bar{x} \cdot \sin \omega t$ gilt. Ein Sender emittiert neben ω noch sehr viele andere Frequenzen $\omega' \neq \omega$, deren Amplituden von ω' abhängen derart, dass ein logarithmisches Dekrement existiert und stets $\bar{x}'(\omega') < \bar{x}(\omega)$ für $\omega' \neq \omega$ bleibt. In der Amplituden-Frequenz-Ebene ist also die Amplitudendiskriminante $\bar{x}'(\omega')$ aller emittierten Frequenzen eine nach beiden Seiten von ω symmetrisch abklingende Kurve, deren Maximum bei $\bar{x}'(t)$ des emittierenden Senders liegt.

Nach 14A müssen bei der TS-Aufnahme a und b gegeben sein, welche gemäß $\bar{S}_{ab} = \bar{x}_{ab}(\omega_{ab}) \cdot \sin \omega_{ab} \cdot t$ auf den Frequenzen ω_a und ω_b emittieren. Der Frequenzabstand $|\omega_a - \omega_b| \gg 0$ muss hinreichend groß und die Flanken, also die Abklingung der Amplitudendiskriminanten hinreichend flach sein. Im Bereich $\omega_a - \omega_b$ überlagern die Amplitudendiskriminanten (Zeitlinien) derart, dass es stets eine Frequenz ν gibt, über welcher $x_a(\nu) = x_b(\nu)$ ist. An der Stelle ν liegt aber nach 14A der Nullpegel einer SAS, welche in der Amplituden-Frequenz-Ebene wegen der Überlagerung hinreichend flacher Zeitlinien als Pseudosender erscheint. Für jeden Punkt des Überlagerungsgebietes $\omega_a - \omega_b$ folgt dann für die abgreifbare Strahlungsleistung $\bar{S} = \bar{S}_a' + \bar{S}_a'' = x_a'(\omega') \cdot \sin \omega' t + \bar{x}_b''(\omega'') \cdot \sin \omega'' t$.

In der Umgebung von ν ist dann stets $|\bar{x}_a'(\nu')| \approx |\bar{x}_b''(\nu'')|$ und $\bar{x}_a' = \pm \bar{x}_b''$, weil für $\bar{S}_a$ und $\bar{S}_b$ bei der Einkoppelung nur eine Parallelität oder Antiparallelität in Betracht kommen kann.

Wird in dieser Umgebung von ν zur Kürzung $|\bar{x}_a'| \approx |\bar{x}_b''| = \tilde{y}/2$ gesetzt, dann folgt

$$\begin{aligned} \bar{S}(\nu', \nu'') &= \bar{x}_a'(\nu') \sin \nu' t + \bar{x}_b''(\nu'') \sin \nu'' t \\ &= \tilde{y}/2 \cdot (\sin \nu' t \pm \sin \nu'' t) = \tilde{y} \cos(\nu' \mp \nu'') t / 2 \cdot \sin(\nu' \pm \nu'') t / 2 \end{aligned}$$

In der Umgebung des SAS-Nullpegels entsteht also in jedem Fall eine niederfrequente Differenzschwingung $\nu' - \nu''$, welche im akustischen Bereich liegt und im Fall der antiparallelen Einkoppelung wegen $\sin(0) = 0$ bei ν verschwindet. Hieraus folgt, dass auf jeden Fall parallel im Empfänger eingekoppelt werden muss, denn nur für $\bar{x}_a \parallel \bar{x}_b$ wird $\bar{S}(\nu', \nu'') = \tilde{y} \cos(\nu' - \nu'')t / 2 \cdot \sin(\nu' + \nu'')t / 2$, weil im Nullpegel $\nu' = \nu''$ nicht verschwindet.

Ist $|\nu' - \nu''|$ zu hoch, dann entsteht eine akustische Kosinusschwingung, welche das ganze Empfangssystem zur Resonanz anregt und die beobachtet intensive Störschwingung verursacht. Dies bedeutet aber, dass der Empfänger durch eine Mikrometereinstellung auf ein sehr schmales Frequenzband $\nu \pm \Delta\nu$ eingestellt werden muss, wobei $\Delta\nu \leq 16$ Hz bleiben sollte, weil hier die untere Hörbarkeitsgrenze liegt. Diese oberer Toleranzgrenze ist jedoch nur dann möglich, wenn die SAS symmetrisch verläuft; denn im Fall einer Asymmetrie wird das zulässige Frequenzband entsprechend schmaler.

Zur optimalen Abgleichung muss also die Symmetrie $|\bar{x}_a| = |\bar{x}_b|$ für alle Frequenzen und $d/d\omega' |\bar{x}_a(\omega')| = d/d\omega'' |\bar{x}_b(\omega'')|$ gefordert werden, wobei $|\omega_a - \omega_b \gg 0|$ für die beiden Sender gelten muss, was für die Frequenz des SAS-Nullpegels $2\nu = \omega_a + \omega_b$ und ihre Bandbreite des Empfanges $\Delta\nu \leq 16$ Hz bedingt.

Die Einkoppelung muss jedoch stets in der Form $\bar{S}_a \parallel \bar{S}_b$ im Empfangssystem erfolgen. Die Symmetrie und Einkoppelungsbedingungen werden also zusammengefasst in

$$\begin{aligned} \bar{S}_{ab} &= \bar{x}_{ab}(\omega_{ab}) \sin \omega_{ab} t, & \bar{S} &= \bar{S}_a + \bar{S}_b, & \bar{S}_a &\parallel \bar{S}_b, \\ x_{ab}(\omega') &< x_{ab}(\omega_{ab}), & \omega' &\neq \omega_{ab}, & |\bar{x}_a| &= |\bar{x}_b|, \\ d/d\omega' |\bar{x}_a(\omega')| &= d/d\omega'' |\bar{x}_b(\omega'')|, & |\bar{x}_a'(\nu')| &\approx |\bar{x}_b'(\nu'')| = \tilde{y}, \\ |\nu' - \nu''| &= \Delta\nu \leq 16 \text{ Hz}, & 2\nu &= \omega_a + \omega_b, & |\omega_a - \omega_b| &\gg 0 \end{aligned} \quad (2)$$

In $\bar{S}(\nu', \nu'') = \tilde{y} \cdot \cos(\nu' - \nu'')t / 2 \cdot \sin(\nu' + \nu'')t / 2$ wird im Nullpegel $\nu' = \nu'' = \nu$ und exakt $\tilde{y} = \bar{y}(\nu)$ nur SAS-Amplitude, so dass im SAS-Nullpegel die Strahlung $\bar{S}_\nu = \bar{y} \sin \nu t$ eingekoppelt werden kann.

Dieses in der Amplituden-Frequenz-Ebene symmetrische Bild der Beziehung (2) wird ergänzt durch

$$\bar{S}_\nu = \bar{y} \sin \nu t \quad (2a)$$

und beschreibt eine symmetrische SAS als nichtmoduliertes Zeitmuster einer Komponente aus den Zeitlinien a und b .

Werden dagegen a und b durch Sprechtexte zu Zeitspuren niederfrequent amplitudenmoduliert, dann gilt $\bar{x}_{ab}(\omega_{ab}, t)$ und $\bar{x}_a'(\omega', t)$ bzw. $\bar{x}_b''(\omega'', t)$, während über der Frequenz ν die Beziehung $\bar{S}(\nu, t) = (\bar{x}_a(\nu, t) + \bar{x}_b(\nu, t)) \sin \nu t$ gelten muss, wobei

$\bar{x}_{ab}(\nu, t) \sim \bar{y}(\nu)$ bleiben muss, weil im Fall fehlender Modulation $\bar{x}_{ab}(\nu) = \bar{y}$ erscheinen muss.

Sind $f(t)$ und $g(t)$ zwei unbekannte Zeitfunktionen, welche die Amplitudenmodulationen der beiden Zeitlinien a und b beschreiben, dann kann nur über der Trägerfrequenz ν des einkomponentigen Zeitmusters $\bar{x}_a(\nu, t) = 1/2\bar{y}(1+f)$ und $\bar{x}_b(\nu, t) = 1/2\bar{y}(1+g)$ gelten, wenn $f=g=0$ das Fehlen der Zeitspurmodulation bedeutet, denn nur dann wird $\bar{S}(\nu, t) = \bar{S}_\nu$ zum modulationsfreien Zeitmuster nach **(2a)**. Einsetzen von dieser einzigen Möglichkeit für $\bar{x}_{ab}(\nu, t)$ in $\bar{S}(\nu, t)$ liefert dann $\bar{S}(\nu, t) = 1/2\bar{y}(2+f+g)\sin\nu t$ für die abgreifbare Zeitmusterstrahlung im Nullpegel.

Wegen **(2a)** gilt auch $2\bar{S}(\nu, t) = (2+f+g)\bar{S}_\nu$, also $\bar{S}(\nu, t) \parallel \bar{S}_\nu$, so dass die Trägerfrequenz des Zeitmusters eliminiert werden kann. Als Zeitmusterzustand der Modulation kann daher $\psi(t) = 2 \cdot (S(\nu, t) \cdot S_\nu^{-1} - 1)$ verwendet werden, so dass sich als Modulationszustand des Zeitmusters

$$\psi(t) = f(t) + g(t), \quad \bar{x}_{ab}(\nu, t) = 1/2\bar{y}(2+(f, g))\sin\nu t \quad (3)$$

ergibt.

10.10.67

Wird die ε des Empfängers auf den Nullpegel y oder einen tieferen Pegel $x < y$ gemäß $\varepsilon(y) < \varepsilon(x)$ eingestellt, dann erscheinen die Zeitspuren f und g simultan in *additiver* Superposition, was zu keiner TS führen kann.

Aufgrund der Erfahrung 14A gibt es aber einen Normalpegel $r > y$, in welchem die Empfangsempfindlichkeit $\varepsilon(r) < \varepsilon(y)$ die Modulation ψ tangiert. Bei Einhaltung dieser Tangentenbedingung wird tatsächlich die Superposition $\psi_a = F(t) + G(t)$ im Normalpegel $r > y$ (Nullpegel) vom Zeitmuster abgegriffen und hierin kann die TS manifest werden.

Zur weiteren Analyse können die unbekannten Zeitspurfunktionen F und G gemäß

$$F = \sum_{i=1}^{\infty} a_i \sin(\nu_{(a)i} t + \Phi_{(a)i}) \quad \text{und} \quad G = \sum_{i=1}^{\infty} b_i \sin(\nu_{(b)i} t + \Phi_{(b)i})$$

als unendliche Fourierreihen harmonischer Glieder entwickelt werden. Mit den Kürzungen $(\alpha, \beta)_i = \nu_{(ab)i} \cdot t + \Phi_{(ab)i}$ gilt

$$\text{dann für den Tangentialabgriff im Normalpegel } \psi_a(t) = \sum_{i=1}^{\infty} (a_i \cdot \sin \alpha_i + b_i \cdot \sin \beta_i).$$

Die vorangegangene Analyse bezog sich nur auf eine SAS im Nullpegel y über ν , also auf ein Zeitmuster *einer* Komponente.

Nach 14A ist es aber zweckmäßig, wenn $1 \leq k \leq n$ derartige Komponenten in der Amplitudenrichtung über ν übereinander liegen. Es sei $y = y_{(1)}$ mit dem Normalpegel $r_{(1)}$, so dass $\psi_a = \psi_{(1)a}$ wird. Es müssen nunmehr noch $n-1$ weitere Senderdoublets existieren, deren Zeitlinien mit den Nullpegeln $y_{(k)} > y_{(k+1)}$ jeweils symmetrische SAS über der gleichen Zeitmusterfrequenz ν ausbilden. Zu jeder derartigen Komponente $y_{(k)}$ muss wiederum ein Normalpegel $r_{(k)} > y_{(k)}$ gehören.

Werden nun alle diese $2(n-1)$ Zeitlinien ebenfalls mit $f_{(k)}$ und $g_{(k)}$ zu $\psi_{(k)} = f_{(k)} + g_{(k)}$ in $y_{(k)}$ moduliert, dann besteht eine durchgehende Korrespondenz zwischen den n

Zeitmusterkomponenten, wenn die Zeitmusterkomponenten hinsichtlich ihre Amplituden über ν so abgestimmt sind, dass die jeweiligen Normalpegel $r_{(k)} = y_{(k)\Psi-1}$ sich mit den Nullpegeln der darüberliegenden Zeitmusterkomponente decken. Zu Analogie zu Ψ_a gilt dann $\Psi_{(k)a} = F_{(k)} + G_{(k)}$ in $r_{(k)}$ mit $1 \leq k \leq n$, wobei wiederum die Entwicklungen

$$F_{(k)} = \sum_{i=1}^{\infty} a_{(k)i} \sin \alpha_{(k)i} \quad \text{und} \quad G_{(k)} = \sum_{i=1}^{\infty} b_{(k)i} \sin \beta_{(k)i} \quad \text{also} \quad \Psi_{(k)a} = \sum_{i=1}^{\infty} (a_{(k)i} \cdot \sin \alpha_{(k)i} + b_{(k)i} \cdot \sin \beta_{(k)i})$$

hinsichtlich $r_{(k)} > y_{(k)}$ möglich werden.

Da die Strukturabstimmung des Zeitmusters $r_{(k)} = y_{(k-1)}$ vorliegt, wird der Zm-Abgriff $\Psi_{(1)a}$

$$\text{durch die } n-1 \text{ weiteren Komponenten zu } \Psi_a = \sum_{k=1}^n \sum_{i=1}^{\infty} (a_{(k)i} \cdot \sin \alpha_{(k)i} + b_{(k)i} \cdot \sin \beta_{(k)i})$$

moduliert, wobei sich Ψ_a wiederum auf den höchsten Normalpegel $r_{(1)}$ (als Zm-Abgriff) bezieht. Durch diese Superposition wird also erreicht, dass zu jeder Zeit jeder Laut in Ψ_a (Modulationszustand des Zeitmusters) potenziell verfügbar ist, wenn n hinreichend hoch liegt und die einzelnen emittierten Zeitspuren $f_{(k)}$ und $g_{(k)}$ zur besseren Impedanz einer Strukturabstimmung $r_{(k)} = y_{(k-1)}$ die in 14A erwähnte Zeitspurgrundierung tragen. Die reale Empfindlichkeitsabstimmung des Empfangssystems ε_r muss dann eine Tangentialabstimmung $\varepsilon_r = \varepsilon(r_{(1)})$ auf den Normalpegel (maximal) $r_{(1)}$ des Zm-Abgriffes sein und diese Abstimmung muss dynamisch eingehalten werden, was einen Empfangsselektor fordert.

Die $y_{(k)}$ erscheinen als Zeitlinienniveaus des Zm deren Normalpegel $r_{(k)}$ von den Zeitspurmodulationen bestimmt werden, welche wiederum die Zm-Struktur in der Strukturabstimmung bedingen. Das aus n Komponenten bestehende Zeitmuster der Frequenz ν wird also hinsichtlich seiner Struktur und der Tangentialabstimmung als Empfangsselektor auf den Zm-Abgriff beschrieben durch

$$\begin{aligned} \varepsilon(r) &< \varepsilon(y), & r &> y, & 1 \leq k \leq n, & r_{(k)} > y_{(k)} > y_{(k+1)}, \\ r_{(k)} &= y_{(k-1)}, & \varepsilon_r &= \varepsilon(r_{(1)}) \end{aligned} \quad (4)$$

Da in Ψ_a die Reihenentwicklung divergiert, was auf die Aperiodizität der Zeitspurmodulation im Normalpegel zurückgeht (im Nullpegel liegen stets periodische Lautsuperpositionen mit endlichen Reihenentwicklungen vor, und die $\nu_{(k)i}$ alle reellen Zahlen sowie die $\Phi_{(k)i}$ alle überhaupt möglichen Phasen durchlaufen, können die Summanden der unendlichen Reihe so

angeordnet werden, dass zu jedem Koeffizientenaggregat der Umordnung $\sum_{k=1}^n (\underline{a}, \underline{b})_{(k)i}$ der

gleiche Wert $(\alpha, \beta)_i$ gehört. Es ist zu bemerken, dass diese Phasen α_i und β_i nicht mit dem früheren Fall $n = 1$ identisch sind. Damit wird

$$\begin{aligned} \Psi_a &= \sum_{k=1}^n \sum_{i=1}^{\infty} (a_{(k)i} \cdot \sin \alpha_{(k)i} + b_{(k)i} \cdot \sin \beta_{(k)i}) = \sum_{i=1}^{\infty} \left(\sin \alpha_i \cdot \sum_{k=1}^n \underline{a}_{(k)i} + \sin \beta_i \cdot \sum_{k=1}^n \underline{b}_{(k)i} \right) \\ &= \sum_{i=1}^{\infty} (A_i \cdot \sin \alpha_i + B_i \cdot \sin \beta_i), \quad \text{wenn zur Kürzung } (A, B) = \sum_{k=1}^n (\underline{a}, \underline{b})_{(k)} \text{ gesetzt wird.} \end{aligned}$$

Möglichkeit geht auf die unendliche Reihenentwicklung zurück, was wiederum eine Folge der Aperiodizität von Ψ_a im Normalpegel des Zm-Abgriffes ist, auf welchen ε_r des Empfangsselektors abgestimmt wird.

In der Reihenentwicklung des Zm-Abgriffes

$$\Psi_a(t) = \sum_{i=1}^{\infty} (A_i \cdot \sin \alpha_i + B_i \cdot \sin \beta_i), \quad (\alpha, \beta)_i = \nu_i \cdot t + \Phi_i \quad (5)$$

sind die Koeffizienten A_i oder B_i wegen $n > 1$ und der Unendlichkeit der Reihenentwicklung außerordentlich flexibel und von der statistischen Zeitmusterstruktur als Superposition aller $2n$ Zeitspuren bedingt. A_i und B_i tragen also einen rein statistischen Charakter, so dass auch Ψ_a die Charakteristik einer zeitlichen Lautfolgedichte erhält; denn A_i und B_i können als Wahrscheinlichkeiten der entsprechenden harmonischen Glieder angesprochen werden. Dieser Wahrscheinlichkeitscharakter folgt wiederum aus $n > 1$ und dem zeitlich statischen Charakter der gesamten Zeitmusterstruktur.

11.10.67

Die TS ist nach 14B ein vom Empfangssystem und der Netzversorgung unabhängiger äußerer Prozess, der die zeitliche Lautfolgestatistik Ψ_a so beeinflusst, dass eine artikulierte phonetische Information entsteht. Hierbei kommt es zu einer nichtlinearen quadratischen Veränderung der an sich linearen Superposition (5). Ψ_a ist zweifellos eine aperiodische Funktion, was durch die Unendlichkeit der Reihenentwicklung ausgedrückt wird.

Die TS Manifestation dagegen erfolgt als phonetische Information, welche aus *periodischen* Prozessen aufgebaut sein muss. Dies bedeutet aber, dass der TS Operator T , durch welchen die Manifestation der TS in der elektromagnetischen Zeitmusterstruktur übermittelt wird, nur auf eine endliche Partialsumme von (5) bis zum Glied $p < \infty$ mit variabler Grenze $p(t)$

einwirken kann, so dass ein unendlicher Reihenwert $R_p = \sum_{i=p+1}^{\infty} (A_i \sin \alpha_i + B_i \sin \beta_i)$ vom TS-Operator nicht beeinflusst wird.

Für die noch völlig unbekannte TS-Wirkung auf das Zeitmusterfeld gilt also $T; \Psi_a = T, \sum_{i=1}^{p(t)} (A_i \sin \alpha_i + B_i \sin \beta_i) + R_p$ wobei der Wirkungsoperator T der TS ebenfalls unbekannt ist.

Es ist nur bekannt, dass über T die TS in Ψ_a manifest wird und zwar derart, dass für die Glieder $1 \leq i \leq p(t) < \infty$ eine Nichtlinearisierung eintritt, derart dass ein quadratisches Problem entsteht. Diese Eigenschaft von T kann jedoch nur dann eindeutig erfolgen, wenn Ψ_a als Summe aus *zwei* Reihen aufgefasst wird, welche durch T multipliziert werden.

Darüber hinaus gibt es noch eine pseudoquadratische Einwirkung von T , bei welcher Reihenglieder mit Kosinusschwebungen entstehen. Weitere Wirkungsmöglichkeiten von T , bei denen das Problem quadratisch wird, gibt es nicht.

T_1 kennzeichne die pseudoquadratische Schwebungswirkung und T_2 die multiplikative Einwirkung des TS-Operators. Im Fall T_1 kann der Einfluss nur in der Form $A_i = B_i = C_i$, also in einer Manipulation der Reihenkoeffizienten wirksam werden.

Es ist $T_1; \Psi_a - R_p = T_1, \sum_{i=1}^p (A_i \sin \alpha_i + B_i \sin \beta_i) = \sum_{i=1}^p C_i (\sin \alpha_i + \sin \beta_i)$, wobei

$2(\alpha, \beta) = (\alpha, \beta)_i$, also $\sin \alpha_i + \sin \beta_i = \sin 2\alpha + \sin 2\beta = 2 \cdot (\cos \alpha \cdot \sin \alpha + \cos \beta \cdot \sin \beta)$ gesetzt werden kann. Wegen $\cos^2 x + \sin^2 x = 1$ wird daraus

$$\begin{aligned}
\cos \alpha \sin \alpha + \cos \beta \sin \beta &= \cos \alpha \cdot \sin \alpha \cdot (\cos^2 \beta + \sin^2 \beta) + \cos \beta \sin \beta \cdot (\cos^2 \alpha + \sin^2 \alpha) = \\
&= \cos \alpha \cos \beta \cdot (\sin \alpha \cos \beta + \cos \alpha \sin \beta) + \sin \alpha \sin \beta \cdot (\cos \alpha \sin \beta + \sin \alpha \cos \beta) = \\
&= (\cos \alpha \cos \beta + \sin \alpha \sin \beta) \cdot (\cos \alpha \sin \beta + \sin \alpha \cos \beta) = \\
&= \cos(\alpha - \beta) \cdot \sin(\alpha + \beta)
\end{aligned}$$

also $T_1; \Psi_a - R_p = 2 \cdot \sum_{i=1}^p C_i \cdot \cos \frac{1}{2}(\alpha_i - \beta_i) \cdot \sin \frac{1}{2}(\alpha_i + \beta_i) = I_1$, wobei I_1 diejenige TS-Information kennzeichnet, welche durch T_1 übertragen wird. Die Kosinusschwebungen sind hier sehr niederfrequent und daher nicht relevant. Dagegen kommt den Sinusanteilen eine TS-Relevanz zu, doch erscheint im Sinus stets das arithmetische Mittel der Phasen beider Zeitspurmodulationen, so dass I_1 in normaler Lautfolgedichte erscheint. Tatsächlich enthalten 50% aller TS-Aufnahmen diese normale zeitliche Lautfolgedichte im Sinne I_1 , bei welcher keine Zeitdehnung vorgenommen werden muss.

Die Wirkungsweise von T_2 erscheint grundsätzlich anders. Zunächst werde Ψ_a gemäß $\psi_a = \sum_{i=1}^{\infty} A_i \cdot \sin \alpha_i + \sum_{k=1}^{\infty} B_k \cdot \sin \beta_k$ als Addition von unendlichen Summen aufgefasst. T_2 wirke nun auf die erste Summe längs der Glieder $1 \leq i \leq p(t) < \infty$, so dass der Reihenrest $\underline{R}_p = \sum_{i=p+1}^{\infty} A_i \sin \alpha_i$ bleibt. Bei $i = p + 1$ der anderen Summe wirke T_2 auf die Glieder $1 \leq k \leq q(t) < \infty$, wobei $q \neq p$ wegen der multiplikativen Wirkung sein kann, so dass hier der Rest $\underline{R}_q = \sum_{k=q+1}^{\infty} B_k \sin \beta_k$ unbeeinflusst bleibt.

Mit der Kürzung $\underline{R}_p + \underline{R}_q = R_{pq}$ folgt dann für die multiplikative Operatorwirkung T_2 ; $\psi_a - R_{pq} = T_2; \left(\sum_{i=1}^p A_i \sin \alpha_i + \sum_{k=1}^q B_k \sin \beta_k \right) = \sum_{i,k=1}^{p,q} C_{ik} \sin \alpha_i \cdot \sin \beta_k$, wenn $C_{ik} = A_i B_k$ gesetzt wird.

Wegen $\sin \alpha \cdot \sin \beta = \cos(\alpha - \beta) - \cos \alpha \cos \beta$ und $\cos \alpha \cdot \cos \beta = \cos(\alpha + \beta) + \sin \alpha \sin \beta$ wird $\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2}(\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)) = \frac{1}{2}(\sin(\alpha + \beta?) + \cos(\alpha - \beta))$, also T_2 ;

$$\psi_a - R_{pq} = \frac{1}{2} \sum_{i,k=1}^{p,q} C_{ik} \cdot \left(\sin \left(\alpha_i + \beta_k - \frac{\pi}{2} \right) + \cos(\alpha_i - \beta_k) \right) = I_2 + D.$$

Hierin ist D eine sehr tiefe akustische Begleitfrequenz, welche durch diejenigen Differenzschwingungen $\cos(\alpha_i - \beta_k)$ verursacht wird, welche eine sehr kleine Frequenzdifferenz haben.

Die TS-Information I_2 von T_2 muss in doppelter zeitlicher Lautfolgedichte wie die das Zeitmuster anregenden Zeitspurmodulationen liegen, weil in den Sinussummanden die Zeitspurfrequenzen addiert erscheinen. Aus diesem Grund kann I_2 nach Filterung von D erst dann informativ werden, wenn eine breitbandige Niederfrequenzteilung zur Darstellung $1/2(\alpha_i + \beta_k)$ in Analogie zu T_1 ermöglicht, dass heißt wenn eine Zeitdehnung 1 : 2 durchgeführt wird. Es wird deutlich, dass dieses empirische Dehnungsverhältnis 1 : 2 auf die Tatsache zurück geht, dass immer zwei Zeitlinien ein Zeitmusterniveau ausbilden.

Aus der Existenz von $I_{1,2}$ geht unmittelbar hervor, dass T_1 und T_2 auch simultan einwirken können, was bei der magnetischen Speicherung der Information zu einer Simultanübertragung von I_1 und I_2 führt. Da im allgemeinen $I_1 \neq I_2$ sein muss, hat die gespeicherte Information in diesem Fall den Charakter der Doppelinformation.

Die Reihenreste R_p bzw. R_{pq} erscheinen als schwacher Rauschpegel der nach der TS-Manifestation fortgefiltert werden kann. Da aber p und q Zeitfunktionen sein können, ist nicht nur $p(t)$ und $q(t)$, sondern auch $R_p(t)$ und $R_{pq}(t)$, was eine äußerste Variabilität in der Wirkungsweise von T_1, T_2 bedeutet. Für die beiden Wirkungsweisen des TS-Operators gilt also

$$\begin{aligned} T_1; \quad \psi_a - R_p &= I_1(1:1), \\ T_2; \quad \psi_a - R_{pq} &= I_2(1:2) + D, \quad I_1 \neq I_2 \end{aligned} \quad (6)$$

und hierin ist

$$\begin{aligned} I_1 &= 2 \cdot \sum_{i=1}^{p(t)} C_i \cdot \cos \frac{1}{2}(\alpha_i - \beta_i) \cdot \sin \frac{1}{2}(\alpha_i + \beta_i), \quad A_i = B_i = C_i, \\ I_2 + D &= \frac{1}{2} \sum_{i,k=1}^{p(t),q(t)} C_{ik} \cdot \left(\sin \left(\alpha_i + \beta_k - \frac{\pi}{2} \right) + \cos(\alpha_i - \beta_k) \right), \\ C_{ik} &= A_i \cdot B_k, \\ R_p &= \sum_{i=p+1}^{\infty} (A_i \cdot \sin \alpha_i + B_i \cdot \sin \beta_i), \\ R_{pq} &= \sum_{i=p+1}^{\infty} A_i \cdot \sin \alpha_i + \sum_{k=q+1}^{\infty} B_k \cdot \sin \beta_k, \\ p &= p(t) < \infty, \quad q = q(t) < \infty \end{aligned} \quad (6a)$$

Die Reihenreste haben offenbar wegen $p(t)$ und $q(t)$ während der TS-Manifestation die Eigenschaft von Lautspeichern, welche nach der Manifestation zusammen mit D fort gefiltert werden können.

16.10.67

Nach dem Vorangegangenen erfolgt die Wirkung des $T_{1,2}$ -Operators in *zwei* Schritten, und zwar geht der eigentlichen Quadratisierung eine Präformation in der Form $\psi_a^{(1)} = \sum_{i=1}^p (A_i \cdot \sin \alpha_i + B_i \cdot \sin \beta_i) + R_p$ oder $\psi_a^{(2)} = \sum_{i=1}^p A_i \cdot \sin \alpha_i + \sum_{k=1}^q B_k \cdot \sin \beta_k + R_{pq}$ voran, durch welche die eigentliche Operatorwirkung vorbereitet wird. Diese Präformation von ψ_a wird offensichtlich durch einen im Normalpegel des Zm-Abgriffes $r_{(1)}$ eingestrahlt periodischen Prozess $P(t)$ unterstützt, der jedoch informationsfrei sein muss und relativ zu ψ_a statistisch erfolgt.

Aus diesem Grunde bieten sich für $P(t)$ harmonische Klangmotive an, für welche stets

$$P = \sum_{l=1}^{s(t)} F_l \cdot \sin \alpha_l \quad \text{mit} \quad S(t) < \infty \quad \text{ohne unendlichen Reihenrest erreichbar ist. Gilt für die}$$

Maximalamplitude dieses Phonocholar $\Gamma = P_{\max}$ und ist $\tilde{\psi}$ die mittlere Amplitude von ψ_a in $r_{(1)}$, dann muss stets $\Gamma < \tilde{\psi}$ bleiben, weil sonst das Phonocholar die TS-Aufnahme stört.

Andererseits darf aber P (nicht) in einem zu tiefen Niveau liegen, weil sonst keine präformative Wirkung des Phonocholar erfolgen kann. Dies bedeutet aber, dass P nicht auf einer Zeitspur des Zm-Niveaus $y_{(1)}$ oder $\psi_{(k)}$ mit $k > 1$ laufen kann. P kann nur die Modulation eines *Zusatzsenders* sein, dessen Resonanzfrequenz ν ist, und dessen Amplitude $\psi_{(0)} = r_{(1)}$ mit dem Normalpegel des Zm-Abgriffes ist. Erst jetzt kann $\Gamma < \tilde{\psi}$ erreicht werden.

Die präformierende Wirkung dieses im Deckniveau $y_{(0)} = r_{(1)}$ des Zm emittierenden

Phonocholar $P = \sum_{l=1}^{s(t)} F_l \cdot \sin \nu_l$ tritt dann ein, wenn $s(t)$ in jedem Zeitpunkt $p(t)$ und $q(t)$ gemäß

$(p, q) \leq s < \infty$ impliziert, was sich praktisch darin äußert, dass sich die TS dem Rhythmus des Phonocholar (im Fall eines harmonischen Klangmotivs) anpasst. Das logarithmische Dekrement des phonocholarmodulierten Deckniveaus $y_{(0)}(\nu)$ in der Amplituden-Frequenz-Ebene muss so beschaffen sein, dass $y_{(0)}(\nu)$ ohne die Modulation P das gesamte Zeitmuster als Diskriminante umschließt, weil nur dann die präformierende Wirkung optimal ist.

(Fortsetzung in TS5)

Versionen dieses Dokuments

0.61a Alle Formeln Korrektur gelesen, 30.12.2012, Seitenzahlen entfernt
 0.6 1× Korrektur gelesen (ohne Formelzeichen)
 neue Rechtschreibung
 y (y) und gamma (γ) korrigiert

15.9.2012 Abschrift mit Formeln Olaf Posdzech v0.4

Noch zu erledigen:

Gelb markierte unklare Stellen mit dem Original abgleichen (im Scan schlecht erkennbar)

Verweise auf Originalseiten entfernen, die zu Korrekturzwecken (Formelvergleich) noch enthalten sind.