Zeitschrift: Pionier : Zeitschrift für die Übermittlungstruppen

Herausgeber: Eidg. Verband der Übermittlungstruppen; Vereinigung Schweiz. Feld-Telegraphen-Offiziere und -Unteroffiziere

Band: 42 (1969)

Heft: 4

Rubrik: Funk und Draht

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. 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. Siehe Rechtliche Hinweise.

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. Voir Informations légales.

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. See Legal notice.

Download PDF: 26.04.2025

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

621.372.622 fm

Funk und Draht

Beilage zum «Pionier» zur fachtechnischen Ausbildung der Übermittlungstruppen

Neuere Methoden der Synthese einer Vielzahl genauer Frequenzen

C. Corbella

Beim nachstehenden Artikel handelt es sich um einen Vortrag, der während des Wintersemesters 1967/68 im Rahmen der Vorlesung «Krieg im Äther» an der Militärwissenschaftlichen Abteilung und der Freifächerabteilung der Eidg. Technischen Hochschule gehalten wurde. Leiter dieser Vorlesung ist der Waffenchef der Uebermittlungstruppen, Herr Oberstdivisionär E. Honegger.

1. Einleitung

In der Messtechnik und in der Nachrichtentechnik besteht ein steigender Bedarf an Frequenzgeneratoren hoher Genauigkeit und Stabilität.
Einige Beispiele für deren Anwendung sind:

— manuelles oder automatisches Testen von frequenzabhängigen Elementen und Schaltungen
— Spektrumanalyse
— Stabilitätsuntersuchungen
— Messungen an Empfängern
— Frequenzaufbereitung in Sendern und Empfängern usw.

Am bekanntesten sind die Oszillatoren für kontinuierlich veränderbare Frequenzen. Die Treffsicherheit, d. h. die bei der Wahl einer beliebigen Frequenz erreichbaren Genauigkeit, hängt von den Toleranzen des mechanischen Antriebes und von der Zeichengenauigkeit der Skala ab und ist auf 10^{-3} bis 10^{-4} begrenzt. Solche Geräte sind trotz sorgfältigem Aufbau und Temperaturkompensation mit einer Stabilität von nur 10^{-4} bis 10^{-5} herstellbar. In den meisten Fällen muss zudem die Einschränkung in Kauf genommen werden, dass die Frequenzvariation, d. h. das Verhältnis von Minimal- zu Maximalfrequenz beispielsweise auf 1 : 1,2 beschränkt ist.
Quarzgesteuerte Oszillatoren dagegen sind auf feste Frequenzen beschränkt, deren Stabilität jedoch von der Umgebungstemperatur abhängig ist. Mit besonderen Massnahmen können bedeutend höhere Stabilitäten erzielt werden, wobei grundsätzlich zwei Methoden zur Anwendung gelangen:

— der Quarzkristall sowie der Oszillator werden mittels einem Thermostat auf einer konstanten Temperatur gehalten
— der Quarzkristall sowie der Oszillator sind zwar den Temperaturschwankungen ausgesetzt, jedoch sorgt ein temperaturabhängiges Netzwerk für die notwendige Temperaturkompensation.

Grundsätzlich weisen thermostatisch stabilisierte Oszillatoren bessere Stabilitätseigenschaften auf im Vergleich zu temperaturkompensierten Oszillatoren. Dieser Vorteil wird allerdings mit einer höheren Verlustleistung sowie mit einer gewissen Aufheizzeit erkauft. Gegenwärtig sind kleine, mit Halbleitern temperaturkompensierte Oszillatoren mit einer Langzeitstabilität von 10^{-6} pro Jahr über einen Temperaturbereich von —40 bis + 70 °C erhältlich. Der Leistungsverbrauch beträgt nur etwa 100 mW und das Volumen des kompletten Oszillators nimmt nur 65 cm³ in Anspruch. Dabei wird die garantierte Stabilität praktisch zeitverzugslos erreicht.
Wie ist es möglich, eine Mehrzahl genauer Frequenzen zu erzeugen? Nehmen wir das Beispiel eines Militärfunkgerätes, welches zwischen 5 und 30 MHz arbeiten soll. Wir wählen das Einseitenbandsystem und legen einen Kanalabstand von 1 kHz fest. Dadurch erhält man zwar eine hohe Kanalzahl, nämlich 25 000, aber die Unmöglichkeit, eine ebenso hohe Anzahl Quarze zu verwenden, ist offensichtlich. Zudem besteht die Frage der Stabilität, denn das Einseitenbandsystem ist auf Frequenzvariationen sehr empfindlich. Lassen wir eine Frequenzabweichung von 15 Hz zu, so ergibt sich daraus die erforderliche Stabilität bei der höchsten Frequenz:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{15}{30 \times 10^6} = 0{,}5 \times 10^6 = 5 \times 10^{-7}$$

In den letzten Jahren sind grosse Anstrengungen unternommen worden, Methoden zu finden, die einen kohärenten Zusammenhang zwischen der Stabilität einer oder mehreren Referenzfrequenzen und derjenigen von beliebig vielen erzeugten Frequenzen besitzen. Diese Korrelation wird im allgemeinen als Frequenzsynthese bezeichnet.
Grundsätzlich bestehen zwei Methoden für eine Frequenzsynthese, nämlich die direkte und die indirekte.
Bei der direkten Methode wird das Prinzip des Mischens von Frequenzen sowie die Erzeugung von Harmonischen herangezogen, wobei die gewünschte Frequenz mit Filtern herausgesiebt werden muss, da der Mischprozess Nebenwellen verursacht.
Bei der indirekten Methode wird die gewünschte Frequenz mit Hilfe eines geregelten Oszillators erzeugt. Vergleichs- und Regelschaltungen sorgen dafür, dass die so gewonnene Frequenz mit der Referenzfrequenz eines Quarzoszillators korreliert ist, d. h. die beiden Frequenzen besitzen die gleiche Stabilität.
Betrachten wir zuerst die direkte Methode, die auch chronologisch gesehen zuerst angewandt wurde.

2. Frequenzsynthese

Die direkte Frequenzsynthese

Bei dieser Methode wird, wie bereits erwähnt, in erster Linie vom Prinzip der Mischung Gebrauch gemacht. Rufen wir uns kurz nochmals in Erinnerung, was bei der Mischung zweier Frequenzen vor sich geht. Wir addieren beispielsweise zwei Sinusspannungen, die die Frequenz f_1 bzw. f_2 besitzen, legen diese an eine Diode und nehmen an, die Diode werde in einem Kennlinienbereich zweiten Grades ausgesteuert. Der Strom durch die Diode besitzt dann neben einer Gleichstromkomponente Anteile ersten und zweiten Grades, d. h. der Wechselstrom setzt sich zusammen aus den Gliedern ersten Grades, wie f_1 und f_2, sowie aus den Gliedern zweiten Grades, nämlich:

$$f_1 + f_2,\ f_1 - f_2,\ 2f_1,\ 2f_2$$

Neben der gewünschten Frequenz, beispielsweise $f_1 + f_2$, entstehen eine Reihe unerwünschter Nebenwellen, obwohl die beiden Primärfrequenzen frei von Oberwellen sind. In der Praxis verschlimmert sich die Situation, indem die Mischkennlinie gewöhnlich eine höhere Ordnung aufweist und ausserdem die Primärfrequenzen mit Oberwellen behaftet sind.
Die gewünschte Frequenz muss nun mit einem Bandfilter herausgesiebt werden, wie das in Fig. 1 illustriert ist. Diese Methode wird allerdings in Fällen mit beschränkter Anzahl Ausgangsfrequenzen immer noch angewandt.

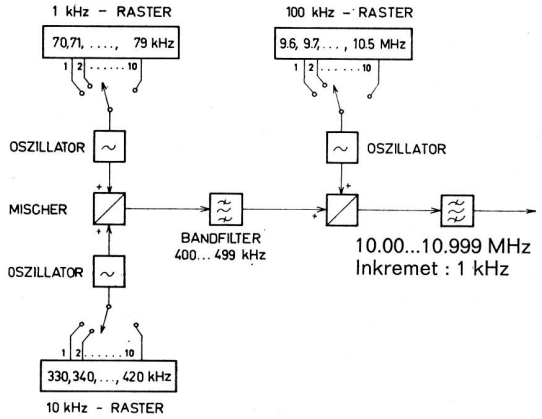


Fig. 1 Frequenzsynthese mittels schaltbaren Quarzen

Die Primärfrequenzen werden von drei Oszillatoren geliefert, wobei jedem Oszillator zehn Quarzkristalle zugeordnet sind. Die Nennfrequenzen der Quarze innerhalb einer Gruppe sind Vielfache von 1 kHz, 10 kHz bzw. 100 kHz. Durch gleichzeitiges Anschalten von drei Quarzen ergeben sich 1000 mögliche Kombinationen. Die Vorzeichen bei jeder Mischstufe deuten darauf hin, ob das nachfolgende Bandfilter die Summe oder die Differenz der Primärfrequenzen durchlässt. Im vorliegenden Beispiel liefert das Verfahren ein Band von 1000 diskreten Frequenzen in Schritten von 1 kHz.

Müssen in einem portablen Gerät die Frequenzen eine hohe Stabilität aufweisen, so ist es aus schaltungstechnischen und räumlichen Gründen nicht möglich, mehrere Quarze oder sogar mehrere Quarzoszillatoren zu verwenden.

Die Herstellung von Harmonischen, wie dies in Fig. 2 erläutert ist, gestattet, mehrere Frequenzen aus nur einem Oszillator zu gewinnen. Die Oszillatorspannung wird in Impulse mit gleicher Taktfrequenz umgewandelt. Diese Impulse enthalten Oberwellen, die Vielfache der Taktfrequenz sind. Je nach der Form der Impulse lassen sich Harmonische herstellen, die ein Mehrfaches der Taktfrequenz ausmachen. Die gewünschten Frequenzen werden wiederum mit Filtern herausgesiebt, wobei zu beachten ist, dass die unerwünschten Frequenzen dauernd vorhanden sind und dadurch, wenn auch gedämpft, immer Ursache von Störprodukten darstellen.

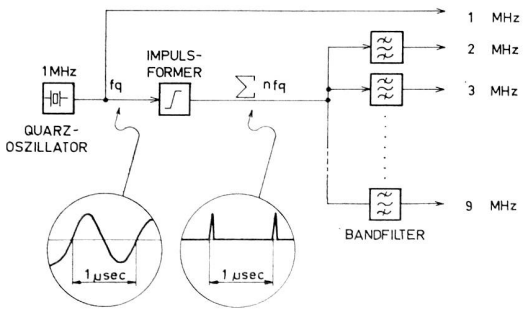


Fig. 2 Erzeugung von Harmonischen

Mehrere Primärfrequenzen, wie sie z. B. nach der eben erwähnten Methode aufbereitet werden, können in Kombination mit Frequenzteilern dazu dienen, das gegebene Frequenzband beliebig zu unterteilen, wie dies in Fig. 3 gezeigt ist. Diese Schaltung erlaubt, aus einem Frequenzspektrum von 1 bis 9 MHz sämtliche Frequenzen von 10 kHz bis 9,99 MHz in 10 kHz-Schritten zu erzeugen. Soll z. B. die Frequenz von 6,82 MHz geliefert werden, so wird zunächst jene Primärfrequenz, die der letzten Stelle entspricht, also 2 MHz, zuerst durch 10 dividiert und im Mischer M 1 und 8 MHz gemischt. Das nachfolgende umschaltbare Bandfilter lässt die Summenfrequenz von 8,2 MHz einem weiteren Frequenzteiler zuführen, der wiederum eine Teilung durch 10 vornimmt. Schliesslich werden die 0,82 MHz mit 6 MHz in einem zweiten Mischer M 2 gemischt und die gewünschte Frequenz von 6,82 MHz durch einen zweiten Bandpass ausgefiltert.

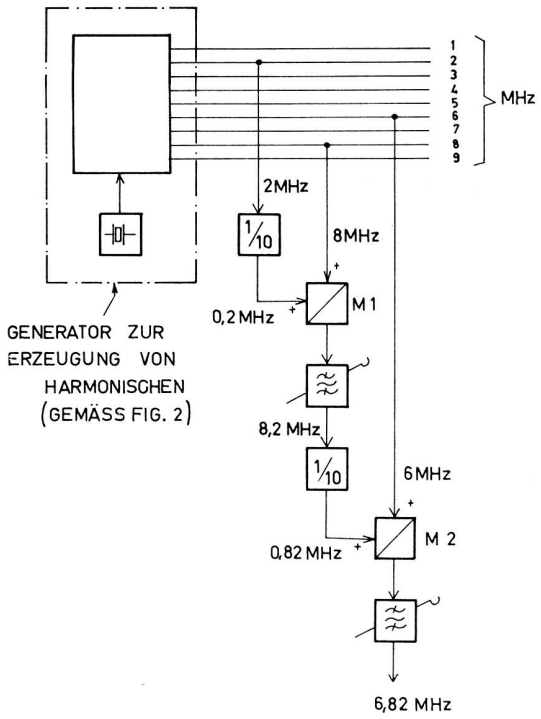
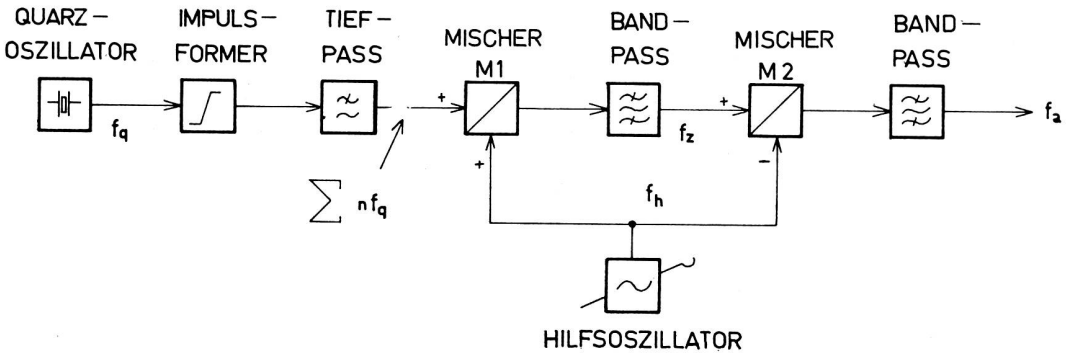


Fig. 3 Frequenzsynthese mittels diskreten Frequenzen

Das Bereithalten einer grossen Zahl Primärfrequenzen kann unter Umständen zu einem beträchtlichen Filteraufwand führen. Dieser Nachteil wird mit dem in Fig. 4 gezeigten Verfahren zu einem grossen Teil aufgehoben. Es handelt sich dabei um das Verfahren mit einer Vor- und Rückumsetzschleife oder kürzer ausgedrückt, um das Rückmischverfahren. Der ganze Filteraufwand wird im Prinzip auf ein fest abgestimmtes Filter und auf einen Hilfsoszillator reduziert.



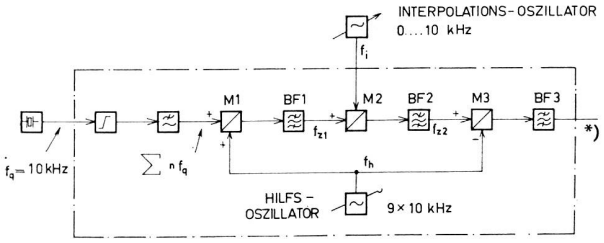
M 1 : $f_z = n f_q + f_h$

M 2 : $\underline{f_a} = f_z - f_h = (n f_q + f_h) - f_h \underline{= n f_q}$

Fig. 4 Vor- und Rückumsetzschleife

Auch hier wird zuerst ein Frequenzspektrum mit Hilfe eines Impulsformers hergestellt. Ein Tiefpassfilter unterdrückt sämtliche für den Mischprozess nicht benötigten Frequenzen. Das Nutzspektrum wird in einem ersten Mischer M 1 mit der Frequenz f_h des Hilfsoszillators gemischt. Der Bandpass kann nur eine innerhalb der Filterbandbreite liegende Zwischenfrequenz f_z liefern. Beträgt die Frequenz f_h des Hilfsoszillators ein ungefähres Vielfaches der Referenzfrequenz f_q, so wird vom Bandpass nur eine bestimmte Harmonische des Oberwellenspektrums durchgelassen, sofern die Bandbreite des Filters schmal gegenüber dem Abstand der Spektrallinien ist. Anschliessend wird in einem zweiten Mischer M 2 mit der gleichen Frequenz f_h zurückgemischt, wobei gemäss der zweiten Gleichung f_h aufgehoben wird, d. h. am Ausgang erscheint nur die ausgewählte Spektrallinie, und zwar in ihrer natürlichen Lage.

Es ist somit nicht nötig, den Hilfsoszillator genau auf einer Harmonischen von f_q laufen zu lassen. Sein totaler Frequenzfehler darf sogar mit der Bandbreite des Bandpasses identisch sein.



*) $f_a = n f_q \pm f_i$

$f_a = 0...100$ kHz

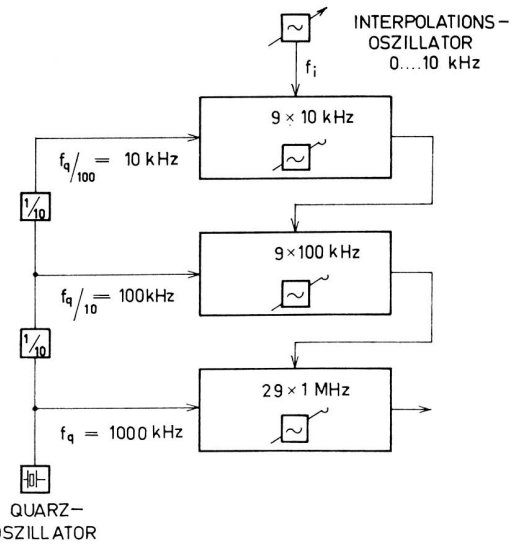
M 1 : $f_{z1} = n f_q + f_h$

M 2 : $f_{z2} = f_{z1} \pm f_i$

M 3 : $\underline{f_a} = f_{z2} - f_h \underline{= n f_q \pm f_i}$

Fig. 5 Vor- und Rückumsetzschleife mit Interpolationsoszillator

Das soeben beschriebene Verfahren liefert Frequenzen, die Harmonische einer Referenzfrequenz sind. Will man die Spektrumsschritte in kleinere Schritte unterteilen, so kann ein Interpolationsoszillator gemäss Fig. 5 innerhalb der Rückmischschleife angeordnet werden. Dieser Oszillator kann sowohl kontinuierlich als auch in Stufen einstellbare Frequenzen liefern, wobei dessen Bereich dem Abstand f_q zweier Spektrallinien entspricht.



$f_{a1} = t\ f_q/100 + f_i = t \cdot 10 + f_i$ (kHz)

$t = 1,2,..., 9$

$f_{a2} = s\ f_q/10 + f_{a1} = s \cdot 100 + t \cdot 10 + f_i$

$s = 1, 2,..., 9$

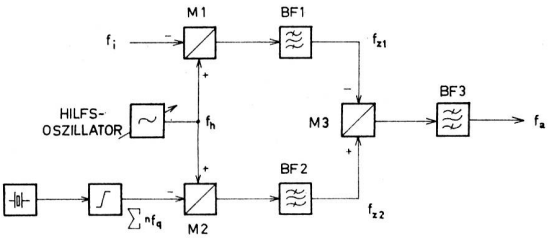
$f_{a3} = r\ f_q \pm f_{a2} = r \cdot 1000 \pm (s \cdot 100 + t \cdot 10 + f_i)$

$r = 1,2,..., 29$

$\underline{f_{a3} = 0{,}01, 0{,}02,..., 30 \text{ MHz}}$

Fig. 6 Messgenerator mit drei Vor- und Rückumsetzschleifen und Interpolationsoszillator

Im Falle eines kontinuierlich durchstimmbaren Interpolationsoszillators setzt sich die Ausgangsfrequenz aus zwei Komponenten zusammen, nämlich aus den quarzstabilisierten Frequenzschritten und aus den vom Interpolationsoszillator gelieferten Frequenzen.
Entsprechend dem Verhältnis der beiden Komponenten, aus denen sich die Ausgangsfrequenz zusammensetzt, setzt sich auch deren Frequenzfehler aus zwei Anteilen zusammen. Falls der Interpolationsbereich verglichen zur Ausgangsfrequenz klein ist, geht der Fehler des Interpolationsoszillators entsprechend seinem kleinen Beitrag an der Erzeugung der Ausgangsfrequenz wenig in den Gesamtfehler ein.
Im Falle eines in Stufen einstellbaren Interpolationsoszillators lässt sich das Auflösungsvermögen, d. h. das Aufteilen in kleine Schritte, mit dem Rückmischverfahren nicht nach Belieben erhöhen. Die Grenze ist durch die kleinste realisierbare Bandbreite eines Filters gegeben, die immer kleiner sein muss als der kleinste Frequenzschritt.



M 1 : $f_{z1} = f_h - f_i$
M 2 : $f_{z2} = f_h - n\,f_q$
M 3 : $\underline{f_a} = f_{z2} - f_{z1} = (f_h - n\,f_q) - (f_h - f_i) = \underline{n\,f_q}$

Fig. 7 Rückmischverfahren (Triple Mix)

Die Fig. 6 zeigt ein Blockschaltbild eines Messgenerators der Firma Rhode & Schwarz. Das Gerät liefert sämtliche Frequenzen bis 30 MHz in quarzstabilisierten Schritten von 10 kHz mit einem maximalen Fehler von $\pm 1{,}5 \times 10^{-7} \times f_a$ innerhalb 24 Stunden. Der Gesamtfehler der Ausgangsfrequenz f_a erhöht sich unter Verwendung des Interpolationsoszillators um ± 10 Hz, wobei dieser Fehleranteil unabhängig von der Ausgangsfrequenz ist.
Die in der Fig. 5 gezeigte Schaltung ist in Fig. 7 leicht verändert wiedergegeben. Diese Schaltung wird in der hier gezeigten Form beispielsweise in einem Empfänger angewendet, wobei f_i die Eingangsfrequenz darstellt und f_a die erste Zwischenfrequenz. Im vorliegenden Fall treten drei Zwischenfrequenzen auf, wobei der Hilfsoszillator in der bekannten Weise dazu dient, eine zur Eingangsfrequenz entsprechende Harmonische der quarzstabilisierten Referenzfrequenz zu wählen, die zusammen mit der erstgenannten die gewünschte Zwischenfrequenz ergibt.
Das eben genannte Verfahren wird in der 1 kW-Einseitenband-Station, Typ SE-415, angewandt. Diese Station steht gegenwärtig bei der Firma Zellweger in der Fabrikation und ist für den Einsatz in der Schweizerischen Armee vorgesehen.
Die Fig. 8 zeigt das Blockschaltbild des «Lokaloszillators» dieser Station, welche in einem Band von 2 bis 52 MHz arbeitet. Der Lokaloszillator ist kontinuierlich durchstimmbar, wobei die Aufteilung in drei LC-Oszillatoren vorgenommen wurde. Der erste Oszillator OSZ 1 liefert 50 Frequenzen in Schritten von 1 MHz, der zweite Oszillator OSZ 2 liefert 100 Frequenzen in 10-kHz-Schritten, während der dritte Oszillator OSZ 3 innerhalb 10 kHz stetig durchstimmbar ist und damit die Rolle des von den vorherigen Beispielen bekannten Interpolationsoszillators übernimmt.

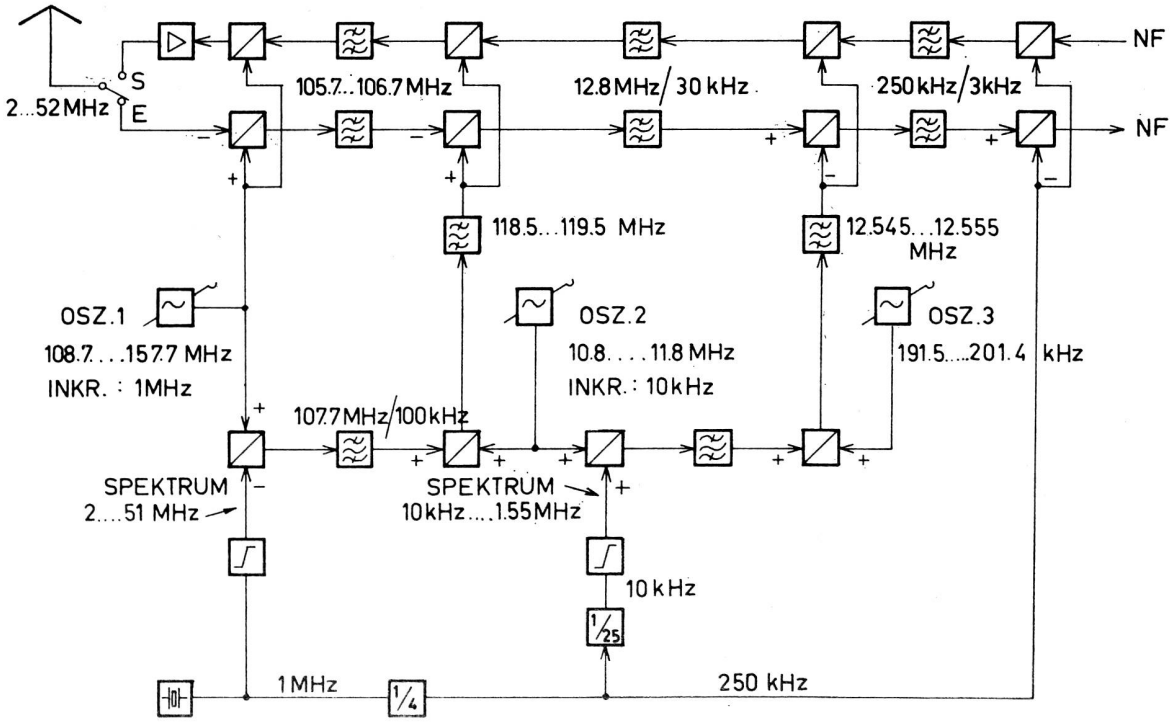


Fig. 8 1 kW SE-415 ESB-Station

Die ersten beiden Oszillatoren gehören je einer Rückmischschleife an, was die Elimination der Oszillatorenstabilitäten bewirkt. Der Gesamtfrequenzfehler setzt sich aus dem Fehler des quarzgesteuerten Oszillators sowie aus dem Fehler des Interpolationsoszillators zusammen. Der erstgenannte beträgt ca. $10^{-7} \times f_{max}$, was bei der höchsten Frequenz von 52 MHz einem Fehler von ca. 5 Hz entspricht. Der Fehler des Interpolationsoszillators hingegen beträgt $10^{-5} \times f_{max}$, was einem absoluten Fehler von ca. 2 Hz entspricht. Der totale Frequenzfehler beträgt somit im ungünstigsten Fall ca. 7 Hz. Falls die Gegenstation eine Abweichung in der entgegengesetzten Richtung aufweist, wäre eine totale Abweichung von max. 14 Hz zu verzeichnen.

Neueste Entwicklungen auf dem Gebiete der Frequenzsynthese zielen darauf ab, das Prinzip der Modulbauweise anzuwenden, d. h. identische Schaltungseinheiten mehrfach zu verwenden. Diese Bauweise gestattet, ein möglichst flexibles Produkt bei minimalen Kosten herstellen zu können.

Es zeichnen sich dabei drei verschiedene Richtungen ab, wobei die eine vom Prinzip der indirekten Frequenzsynthese Gebrauch macht. Wir werden auf diese Gruppe etwas später zu sprechen kommen und betrachten vorderhand die Methoden, die mit der direkten Synthese zusammenhängen.

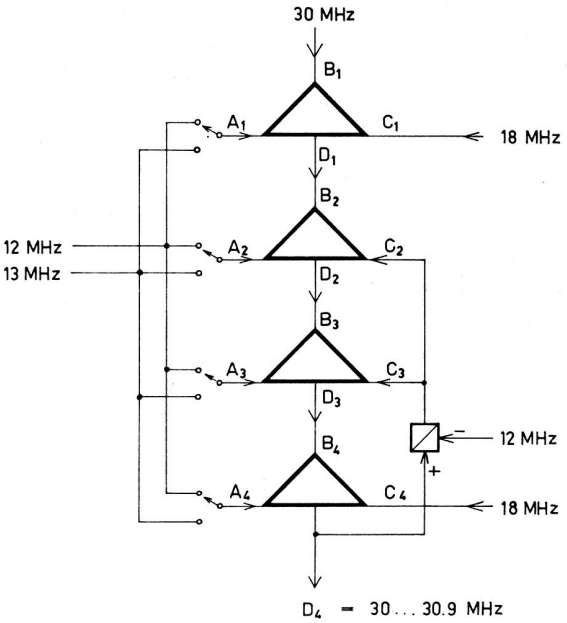
Eine Methode stellt das Delta-Mix-Verfahren der britischen General Electric Co. dar., (Fig. 9). Es handelt sich dabei um eine Mischschaltung mit 3 Eingangsfrequenzen A, B, C und einer Ausgangsfrequenz D. Die interessante Eigenschaft dieser Schaltung besteht darin, dass eine Frequenzänderung irgendeiner Eingangsfrequenz am Ausgang in halber Grösse erscheint.

A nehme um Δ A zu:

$$D + \Delta D = \frac{(A + \Delta A) + B + C}{2} = \frac{A + B + C}{2} + \frac{\Delta A}{2}$$

$$\underline{\underline{\Delta D = \frac{\Delta A}{2}}}$$

In der Fig. 10 sind vier Delta-Mix-Elemente in Kaskade geschaltet. Es sei vorderhand die Annahme getroffen, dass sämtliche Frequenzen konstant und die Rückführung vom Ausgang D_4 zum zweiten und dritten Element nicht wirksam seien.



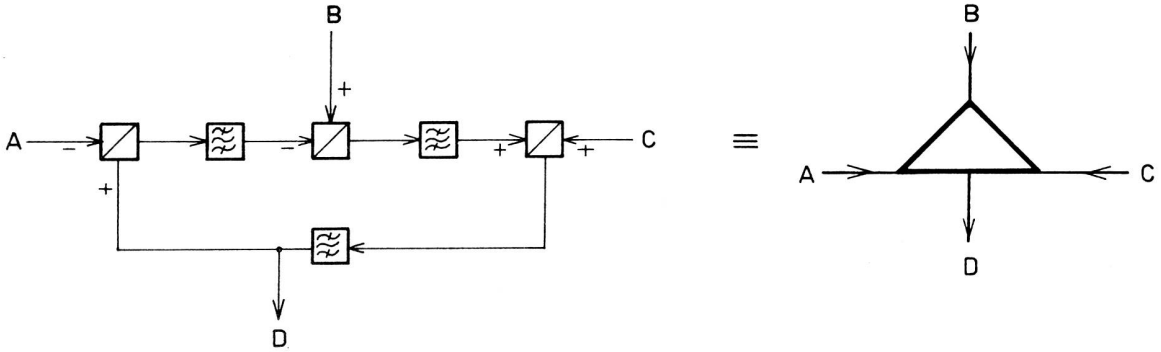
$$\Delta D_4 = \frac{\Delta A_1 + \Delta B_1 + \Delta C_1}{16} + \frac{\Delta A_2 + \Delta C_2}{8} + \frac{\Delta A_3 + \Delta C_3}{4} + \frac{\Delta A_4 + \Delta C_4}{2}$$

für $\left\{ \begin{array}{l} \Delta D_4 = \Delta C_2 = \Delta C_3 \\ \Delta B_1 = \Delta C_1 = \Delta C_4 = O \end{array} \right\}$ folgt:

$$\Delta D_4 = 1/10\ (\Delta A_1 + 2\,\Delta A_2 + 4\,\Delta A_3 + 8\,\Delta A_4)$$

Fig. 10 Delta-Mix Dekade

Eine Frequenzänderung an den drei Eingängen des ersten Elementes erscheint am Ausgang mit nur je $^1/_{16}$ der ursprünglichen Grösse, da jedes Element die Änderung halbiert. Dementsprechend bewirkt eine Frequenzänderung an den beiden Eingängen des zweiten Elementes am Ausgang eine Änderung von nur je $^1/_8$ der ursprünglichen Änderung usw.



D = B + C — (D—A)
D = (A + B + C) / 2

Fig. 9 Delta-Mix Element

Die Gesamtvariation D_4 beträgt somit in Abhängigkeit sämtlicher Eingangsfrequenzen:

$$\Delta D_4 = \frac{\Delta A_1 + \Delta B_1 + \Delta C_1}{16} + \frac{\Delta A_2 + \Delta C_2}{8} + \frac{\Delta A_3 + \Delta C_3}{4} + \frac{\Delta A_4 + \Delta C_4}{2}$$

Falls nun die Rückführung von D_4 nach den Eingängen C_2 und C_3 angebracht wird, d. h. wenn

$$\Delta D_4 = \Delta C_2 = \Delta C_3$$

und falls die Eingänge B_1, C_1 und C_4 konstant belassen werden, kann die Variation am Ausgang wie folgt beschrieben werden:

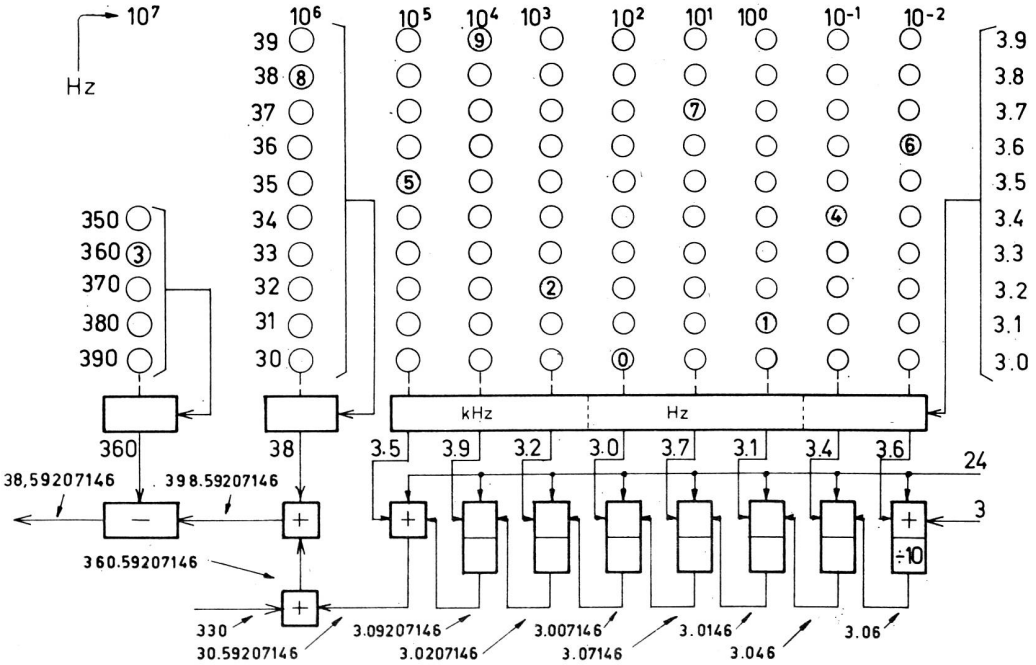
$$\Delta D_4 = \frac{1}{10} (\Delta A_1 + 2 \Delta A_2 + 4 \Delta A_3 + 8 \Delta A_4)$$

d. h. eine Änderung von A_1 um ΔA_1 bewirkt eine Änderung ΔD_4 nicht um $^1/_{16}\, \Delta A_1$, sondern nur um $^1/_{10}\, \Delta A_1$ usw.
Nach der in dieser Figur gezeigten Schaltung mit vier Primärfreqenzen und vier Schaltern lassen sich 16 Freqenzen mit 100 kHz-Schritten erzielen. Für praktische Zwecke wird man jedoch die Zahl der Schritte auf 10 beschränken und die so gebildete Dekade mit anderen Dekaden zusammenschalten, um nach Bedarf eine weitere Auflösung in feinere Frequenzschritte zu erhalten.
Eine zweite auf dem Modularprinzip beruhende Methode stellt z. B. das von Hewlett-Packard angewandte Verfahren dar (Fig. 11). Es handelt sich dabei um ein Frequenz-Synthese-Gerät zur Erzeugung von Frequenzen bis zu 50 MHz in Schritten von 0,01 Hz. Es liefert somit eine Gesamtzahl von 5×10^9 diskreten Frequenzen. Die Stabilität sämtlicher Frequenzen entspricht derjenigen eines 1 MHz-Referenz-Signals, nämlich $2 \times 10^{-10}/°C$ zwischen 0 °C und + 55 °C. Die Nebenwellenfreiheit ist sehr gross und beträgt mindestens 90 db. Der Filteraufwand ist allerdings beträchtlich und das komplette Gerät wiegt deshalb ca. 59 kg.

Die Wahl der gewünschten Frequenz wird mittels Drucktasten oder durch Fernsteuerung elektronisch vorgenommen. Das Umschalten zwischen zwei beliebigen Frequenzen lässt sich innerhalb 1 msec durchführen, was dieses Gerät besonders interessant für automatisches Testen macht.

Wird beispielsweise eine Ausgangsfrequenz von 38,59207146 MHz gewünscht, so liefert die Stelle 6×10^{-2} eine Primärfrequenz von 3,6 MHz, die zu den beiden Primärfrequenzen 24 und 3 MHz durch zweifache Mischung addiert wird. Die resultierenden 30,6 MHz (24 + 3 = 27; 27 + 3,6 = 30,6) werden nun in einem Teiler zehnfach untersetzt und die resultierenden 3,06 MHz dem nächsten Summationsblock zugeführt. Hier erfolgt wiederum eine zweifache Mischung mit 24 MHz und mit den der zweitletzten Stelle 4×10^{-1} entsprechenden 3,4 MHz. Die Summe von 30,46 MHz (24 + 3,06 = 27,06; 27,06 + 3,4 = 30,46) wird ebenfalls durch zehn geteilt und die resultierenden 3,046 MHz dem dritten Summationsblock zugeführt usw. Das Schema zeigt deutlich, wie schliesslich die gewünschte Frequenz durch mehrere Misch- und Teilprozesse zustande kommt.

Die den Dezimalstellen 10^{-2} bis 10^5 zugehörigen Summationsblöcke müssen für dieselben Frequenzbereiche ausgelegt werden, dasselbe gilt für die dekadischen Teiler. Dadurch ist die Möglichkeit gegeben, identische Blöcke zu verwenden, d. h. das Modularprinzip weitgehend anzuwenden.



Alle Frequenzen in MHz

Fig. 11 Hewlett-Packard Frequency Synthesizer 0...50 MHz Inkrement : 0.01 Hz

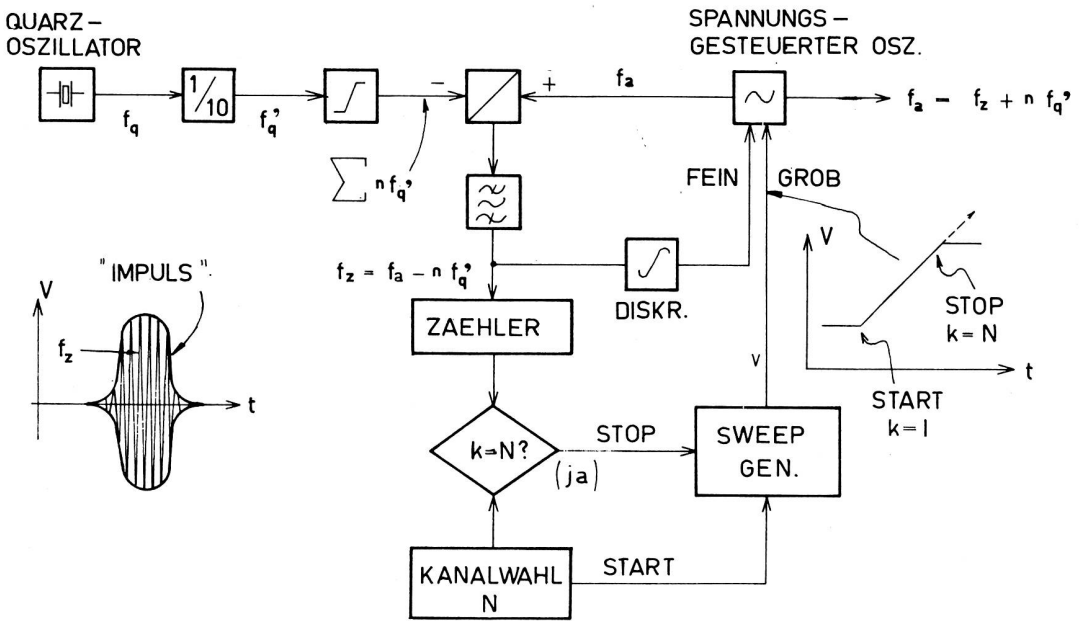


Fig. 12 Frequenznormal mit Frequenzregelkreis

Eine dritte Möglichkeit, das Modularprinzip anzuwenden, bietet gleichzeitig den Vorteil, eine Vielzahl genauer Frequenzen mit einem bedeutend kleineren Filteraufwand herzustellen. Damit sind wir bei der zweiten Hauptgruppe, nämlich bei der indirekten Frequenzsynthese angelangt.

Die indirekte Frequenzsynthese

Die gewünschte Frequenz wird, wie bereits erwähnt, durch einen geregelten Oszillator geliefert. Der grosse Vorteil dieser Methode besteht darin, dass die durch verschiedene Arten mit einer Referenzfrequenz korrelierte Oszillatorfrequenz mit hoher spektraler Reinheit hergestellt werden kann.

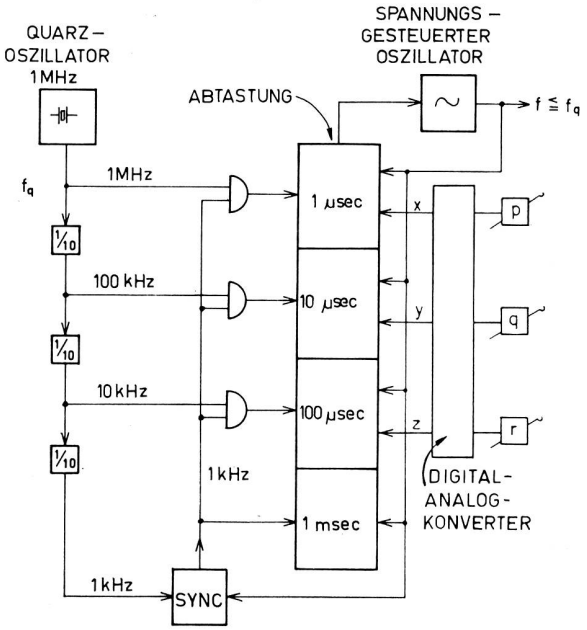
Die Fig. 12 zeigt ein recht einfaches Verfahren, welches weitgehend Gebrauch digitaler Schaltungen macht. Bei der Wahl eines Kanals wird der spannungsgesteuerte Oszillator auf die tiefste Frequenz eingestellt. Die Grobabstimmung wird nun so verändert, dass der Oszillator eine stetig wachsende Ausgangsfrequenz f_a abgibt, die gleichzeitig mit einem Spektrum (Vielfache von f_q') gemischt wird. Dieses von einem Referenzoszillator abgeleitete Spektrum besitzt einen Spektrallinienabstand, der identisch mit dem Kanalabstand ist. Währenddem die Ausgangsfrequenz f_a steigt, erscheint jeweils eine Zwischenfrequenz f_z, gemäss der Gleichung:

$$f_z = f_a - n f_q' \quad n = \text{ganzzahlig}$$

Die auftretenden Frequenzpakete oder -impulse, wie sie links auf dem Bild dargestellt sind, werden gezählt und deren Zahl k mit der vorgewählten Kanalnummer N verglichen. Ein Stopbefehl für den Fall k=N belässt die Grobabstimmung unverzüglich konstant, währenddem ein Frequenz-Diskriminator die Feinregulierung des Oszillators übernimmt.

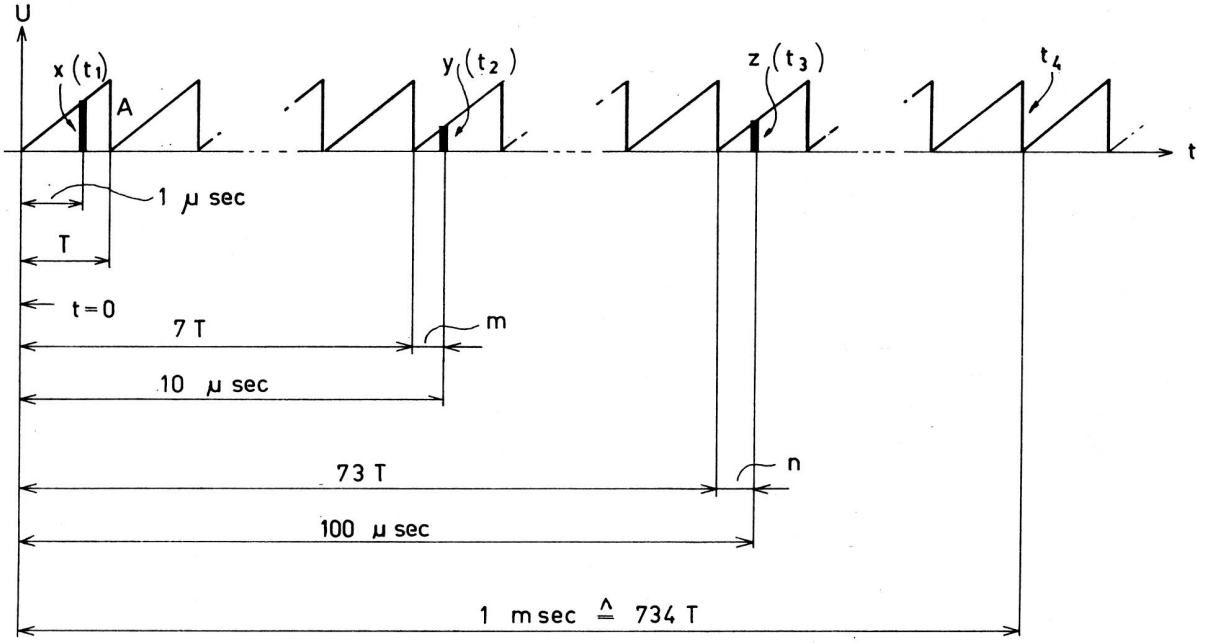
Wie steht es nun mit der Korrelation zwischen Ausgangsfrequenz f_a und Referenzfrequenz f_q'? Der Frequenz-Diskriminator ist auf die Zwischenfrequenz-Bandmitte f_{zo} abgestimmt, d. h. für den Fall $f_z = f_{zo}$ ist am Ausgang des Diskriminators keine Spannung, also auch keine Feinkorrektur vorhanden. Dies setzt voraus, dass f_a ein Vielfaches von f_q' ist.

Ist nun infolge mangelhafter Grobabstimmung eine Feinabstimmung notwendig, so setzt dieser Fall einen Frequenzfehler $\Delta f = f_z - f_{zo}$ am Eingang des Diskriminators voraus. Dieser



$f = 100\,p + 10\,q + r\,(\text{kHz})$

Fig. 13 Synchronisierschaltung mit Sägezahn-Abtastung



f = 734 kHz

Fig. 14 Synchronisierschaltung mit Sägezahn-Abtastung

Fehler tritt aber in gleicher Grösse bei der Ausgangsfrequenz f_a auf.

Ein Frequenzregelsystem ist somit nicht in der Lage, eine vollständige Korrelation zwischen der Ausgangs- und der Referenzfrequenz zu erreichen.

Mit der Einführung von Modulationssystemen, die empfindlich auf Frequenzfehler sind, wie die Einseitenbandmodulation (ESB), wurde nach Methoden gesucht, die eine vollkommene Korrelation zwischen der Ausgangs- und der Referenzfrequenz besitzen.

Die Fig. 13 zeigt eine mögliche Methode, womit die geforderte Korrelation erreicht werden kann. Es handelt sich dabei um ein Patent der britischen Firma Plessey aus dem Jahre 1961. Das System stellt aus dem Oszillatorsignal eine Sägezahnspannung her, welche nach gewissen Intervallen abgetastet wird. Die einzelnen Abtastwerte werden mit voreingestellten Werten, die der gewünschten Frequenz entsprechen, verglichen. Bei Ungleichheit wird der Oszillator solange nachgestimmt, bis alle Abtastwerte die vorgeschriebene Grösse aufweisen, d. h. bis der Oszillator auf der verlangten Frequenz läuft.

Die in diesem Bild gezeigte Schaltung liefert sämtliche Frequenzen bis 1 MHz in Schritten von 1 kHz. Während einem Intervall von 1 msec Dauer erfolgt eine vierfache Abtastung, nämlich, wie Fig. 14 zeigt, nach 1, 10, 100 und 1000 Mikrosekunden. Welche Beziehung besteht nun zwischen der Frequenz und den Abtastwerten x, y und z? Es sei angenommen, dass der Oszillator bereits auf der verlangten Frequenz von beispielsweise 734 kHz arbeite. Die in bezug auf die Sägezahnhöhe A normierten Abtastwerte betragen: (Berechnung siehe Anhang).

$$t_1 : \frac{x}{A} = 0{,}734 = f_{MHz}$$

$$t_2 : \frac{y}{A} = 0{,}34 = 10\,(f_{MHz} - 0{,}7)$$

$$t_3 : \frac{z}{A} = 0{,}4 = 100\,(f_{MHz} - 0{,}73)$$

t_4 : dieser Abtastwert muss den 734 ganzen Schwingungen entsprechend null sein.

Wie die Berechnung zeigt, besteht ein einfacher Zusammenhang zwischen den Ziffern der gewünschten Frequenz und den Abtastwerten x, y, z.
Es drängt sich die Frage auf, welchen Einfluss die Ungenauigkeit der Abtastwerte auf die Frequenzgenauigkeit hat. Nehmen wir an, der Messfehler der Abtastwerte sei ±5 % und die Oszillatorfrequenz betrage genau 734 kHz.
Betrachten wir zunächst den Fall zur Zeit t_1. Der Abtastwert x entspricht unter Berücksichtigung eines 5prozentigen Messfehlers einer Frequenz von ca. 700—770 (= 734 ± 5 %) kHz, d. h. das Resultat ist sehr ungenau, aber eindeutig. Zur Zeit t_2 erhalten wir den Abtastwert y, der gemäss Berechnung einer Frequenz von 732,3...735,7 (= 700 + 34 ± 5 %) kHz entspricht. Da jedoch keine Einrichtung besteht, die Zahl der Perioden zu zählen, gibt der Abtastwert y keine Auskunft, ob die Frequenz 734 oder beispielsweise 234 oder 834 kHz beträgt.
Die Bestimmung der Frequenz muss somit unter gleichzeitiger Berücksichtigung von x und y erfolgen. Dafür lässt sich nun die Frequenz genauer bestimmen, d. h. der Abtastwert y allein liefert eine zwar nicht eindeutige, aber genauere Aussage der Frequenz. Die Frequenz lässt sich mit um so grösser werdender Genauigkeit bestimmen, je mehr Abtastwerte verfügbar

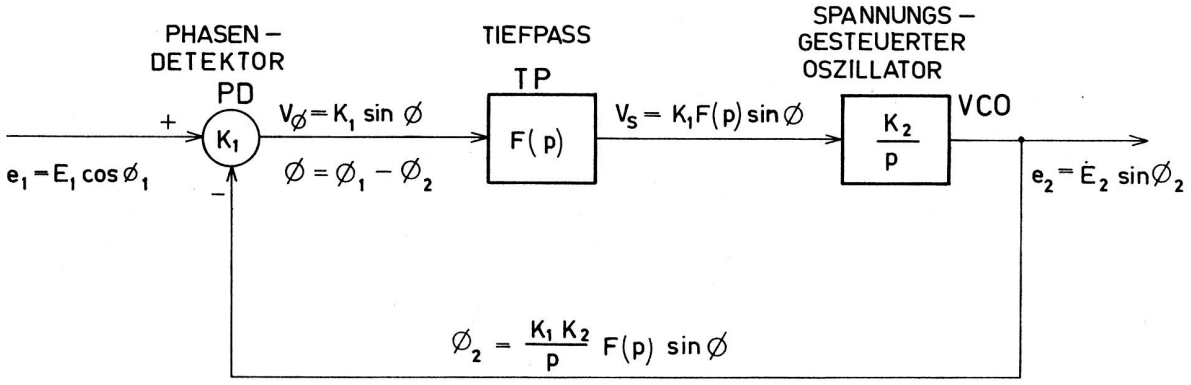


Fig. 15 Phasenregelkreis (Phase-Locked Loop, Automatic Phase Control Loop)

sind. So lässt sich mittels x, y und z die Frequenz bereits zu 733,8...734,2 (= 730+4±5 %) kHz bestimmen. Die bei t_4, also nach 1 msec erfolgende Abtastung liefert die am wenigsten eindeutige, dafür genaueste Aussage über die Frequenz, da der Abtastwert entsprechend 734 vollen Schwingungen Null sein muss.

Die Auflösung in feinere Frequenzschritte könnte nun beliebig weiter geführt werden. Dazu sind jedoch längere Abtastintervalle notwendig, wobei die niedrigste Abtastfrequenz mit dem erreichbaren Frequenzschritt identisch ist.

Eine elegante Lösung zur Frequenz-Synthese nach der indirekten Methode stellt die Phasenregelschaltung, oder «phase-locked loop» dar. Dank dieser Schaltung und der damit möglichen Anwendung digitaler Schaltungen lässt sich das Modularprinzip weitgehend durchführen.

Betrachten wir vorerst das Prinzip der phase-locked loop. Die Fig. 15 stellt den einfachsten Fall einer solchen Schaltung dar.

Die wichtigsten Elemente sind:

PD = Phasendetektor
TP = Tiefpassfilter
VCO = spannungsgesteuerter Oszillator

Der Oszillator sei freilaufend und arbeite auf der Frequenz f_2. Im Phasendetektor PD werden das Eingangssignal e_1 und das Ausgangssignal e_2 in bezug auf die Phase miteinander verglichen. Falls e_1 und e_2 nicht dieselbe Frequenz besitzen, liefert PD eine Wechselspannung, deren Frequenz der Differenz der beiden Signalfrequenzen entspricht. Diese Differenzfrequenz bewirkt eine Frequenzmodulation des Oszillators. Sobald diese momentan den Wert Null annimmt, erfolgt ein «Fangen» des Oszillators, der dann auf der Frequenz f_1 des Eingangssignals schwingt, wobei die zur Verstimmung f_2—f_1 notwendige Steuer-Gleichspannung vom Phasendetektor PD geliefert wird.

Die wichtige Eigenschaft dieser Schaltung besteht darin, dass der Oszillator genau auf der Frequenz $f_2 = f_1$ schwingt und der Phasendetektor ein Fehlersignal entsprechend der Phasendifferenz von f_2 und f_1 liefert. Im Gegensatz dazu ist eine Frequenzregelschaltung immer mit einem Frequenzfehler behaftet (siehe Fig. 12).

Der Zweck des Tiefpassfilters TP besteht darin, im eingeschwungenen Zustand der phase-locked loop den vom Phasendetektor herrührenden Rippel der Vergleichsfrequenz $f_1 = f_2$ zu unterdrücken. Dieser Rippel würde andernfalls eine unzulässige Frequenzmodulation des Oszillators verursachen. Im Zusammenhang mit der phase-locked loop sind nun einige charakteristische Eigenschaften von Interesse. Falls die ursprüngliche Frequenzabweichung zwischen f_1 und f_2 ein bestimmtes Mass, den sogenannten Fangbereich, überschreitet, muss eine Grobabstimmung die Oszillatorfrequenz innerhalb diesen Fangbereich bringen. Erst dann kann eine Synchronisation erfolgen. Wie verhält es sich nun mit dem Fangbereich? Fig. 16 illustriert charakteristische Eigenschaften im Zusam-

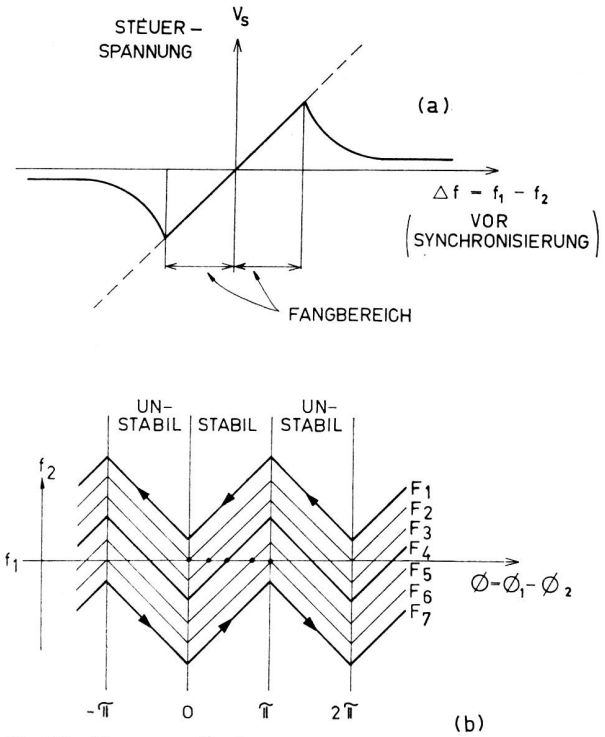


Fig. 16 Phasenregelkreis

menhang mit dem Einfangen. Die Fig. 16a zeigt die Steuerspannung V_s des Oszillators in Abhängigkeit von der ursprünglichen Frequenzdifferenz $\Delta f = f_1 - f_2$. Diese Steuerspannung ist aber nur innerhalb des Fangbereiches linear zu Δf, d. h. für grössere Frequenzunterschiede ist die Regelspannung unwirksam und vermag den Oszillator nicht mehr einzufangen. Die Fig. 16 veranschaulicht den Zusammenhang zwischen dem Fangbereich und dem Phasenfehler. Die Eingangsfrequenz ist mit f_1, die Oszillatorfrequenz mit f_2 und die grobabgestimmte Oszillatorfrequenz mit $F_1 ... F_7$ dargestellt. Der Phasenfehler ist mit $\phi = \phi_1 - \phi_2$ bezeichnet.

Lassen wir vorübergehend das Tiefpassfilter ausser Betracht. Ein Einfangen kann nur erfolgen, wenn die der Grobabstimmung entsprechende Kennlinie die Linie f_1 schneidet. Wird beispielsweise der Oszillator auf $F_4 = f_1$ grob abgestimmt, so stellt sich ein statischer Phasenfehler von $\pi/2$ ein. Wird nun die Grobabstimmung verändert, z. B. auf F_3 oder F_2 reduziert, so wandert der stabile Arbeitspunkt auf der Horizontalen nach rechts, d. h. der statische Phasenfehler nimmt zu, um die Änderung in der Grobabstimmung aufheben zu können, währenddem die Frequenz $f_2 = f_1$ konstant bleibt.

Wird die Grobabstimmung über F_2 hinaus verändert, beispielsweise nach F_1, so fällt die Schaltung ausser Synchronismus und der Arbeitspunkt bewegt sich auf der F_1-Kurve in der eingezeichneten Richtung, d. h. der Oszillator wird dabei frequenzmoduliert. Die Schaltung bleibt also innerhalb dem Bereich $F_2 ... F_4$ synchronisiert. Demgemäss wird dieser Bereich als Haltebereich bezeichnet.

Nehmen wir nun den umgekehrten Fall an, indem sich die Grobabstimmung dem Wert F_1 von aussen her nähert. Da die F_1-Kurve keinen Schnittpunkt mit der f_1-Linie aufweist, ist kein Einfangen möglich. Der Phasendetektor wird eine Richtspannung mit wechselnder Frequenz abgeben, die gleich der Differenz zwischen der Eingangs- und der Momentanfrequenz des Oszillators ist. Diese Differenzfrequenz besitzt ein Maximum für einen Phasenfehler bei Vielfachen von 2π, währenddem sie dazwischen ein Minimum durchläuft. Falls nun die Grobabstimmung von F_1 nach F_2 übergeht, reduziert sich die Differenzfrequenz momentan auf Null, d. h. der Oszillator wird eingefangen, wobei der statische Phasenfehler den Maximalwert π annimmt.

Der Tiefpass ist im eben betrachteten Fall vernachlässigt worden. Für diesen Fall sind der Fang- und der Haltebereich identisch. Leider lässt sich ein derartiges System nur schwierig realisieren, da der Phasendetektor in der Regel mit einem Rippel der Vergleichsfrequenz behaftet ist. Ein Tiefpassfilter muss deshalb diese Oberwellen unterdrücken, um eine unzulässige Frequenzmodulation des Oszillators zu vermeiden.

Mit der Einführung des Tiefpassfilters wird aber der Fangbereich erheblich reduziert. Zusätzlich wird die Fangzeit, d. h. die Zeit vom Anlegen der Grobabstimmung bis zur vollständigen Synchronisation, wesentlich erhöht. Verschiedene Massnahmen sind bekannt, diesen Nachteil zu einem gewissen Grad aufzuheben.

Eine Möglichkeit besteht z. B. darin, einen Frequenz-Regelkreis parallel zum Phasenregelkreis zu schalten (Fig. 17a). Solange f_2 nicht auf f_1 synchronisiert ist, liefert die Frequenzvergleichsschaltung eine Hilfsregelspannung V_h proportional zur Frequenzdifferenz, wie Fig. 17c zeigt. Diese zusätzliche Regel-

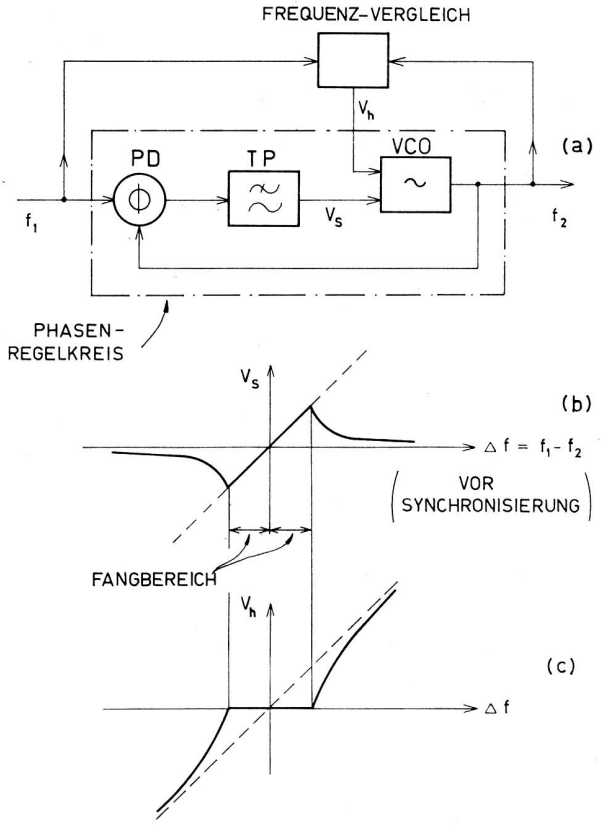


Fig. 17 Phasenregelkreis mit Frequenz-Vergleich

charakteristik ergänzt jene des Phasenregelkreises (Fig. 17b), so dass die Kombination der beiden ein angenähert ideales System ergibt. Der flache Verlauf der Frequenzregelkennlinie innerhalb des Fangbereiches ist darauf zurückzuführen, dass der Frequenz-Vergleich auf Phasendifferenzen nicht anspricht und bei Frequenzgleichheit automatisch unwirksam wird.

Die besprochene Phasenregelschaltung in Kombination mit verschiedenartigen Zusatzschaltungen, die ein beschleunigtes Einfangen bei grossem Fangbereich erlauben, hat weite Verbreitung in der elektronischen Schaltungstechnik gefunden. Es war naheliegend, diese Schaltung für die Frequenzsynthese anzuwenden.

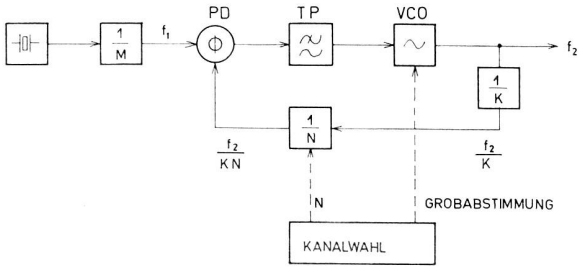
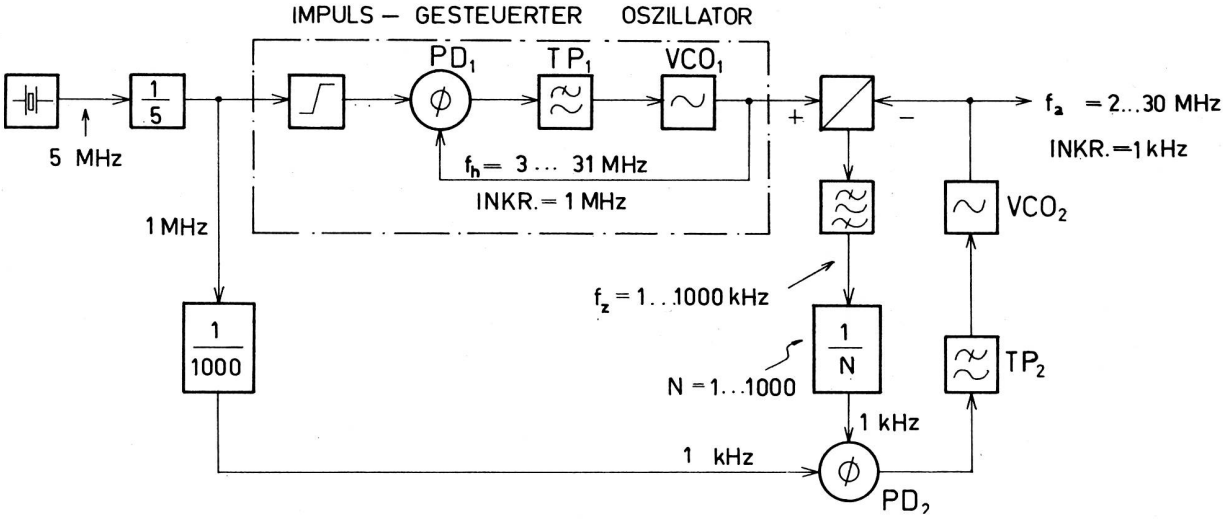


Fig. 18 Frequenz-Synthese mittels Phasenregelkreis



Beispiel: f_a = 17.253 MHz, f_h = 18 MHz, f_z = 0.747 MHz, N = 1000 — 253 = 747

Fig. 19 Frequenzsynthese mit zwei Phasenregelkreisen

Ein derartiges System ist in Fig. 18 dargestellt. Der Phasenregelkreis enthält einen oder zwei Frequenzteiler in der Rückführung vom Oszillator zum Phasendetektor. Nehmen wir vorderhand an, es existiere nur der Teiler 1/N, d. h. K = 1. Die Eingangsfrequenz f_1 zum Phasendetektor stammt von einem quarzstabilisierten Oszillator und stellt die Referenzfrequenz des Systems dar. Nehmen wir den Fall an, dass der spannungsgesteuerte Oszillator VCO auf f_2 schwinge und zu f_1 synchronisiert sei. In diesem Fall sind die beiden Frequenzen f_1 und f_1/N (K = 1) identisch:

$$f_1 = \frac{f_2}{N}$$

daraus:

$$f_2 = N f_1$$

Die Ausgangsfrequenz ist somit ein Vielfaches des Teilungsverhältnisses N und dank der Phasenregelschaltung ist absolut bedeutungslos. Im Falle K = 1 ist die Referenzfrequenz f_1 mit dem Kanalabstand Δf_2 identisch.

Der Teiler 1/N kann nun leicht mit digitalen Elementen aufgebaut werden. Neuerdings lassen sich dazu mit Vorteil integrierte Schaltungen anwenden. Diese sind jedoch gegenwärtig auf ca. 20 MHz beschränkt. Für höhere Frequenzen von f_2 wird somit ein Vorteiler mit einem festen Teilverhältnis 1/K notwendig.

Für den Fall K = 1 gilt für den Phasenvergleich

$$f_1 = \frac{f_2}{KN}$$

daraus $\quad f_2 = (K f_1) N$

wobei $\quad K f_1 = \Delta f_2, \quad \Delta f_2 = \text{Kanalabstand}$

d. h. die Referenzfrequenz f_1 muss dem um den Faktor K reduzierten Kanalabstand entsprechen.

Bei hohen Werten des Teilverhältnisses K erfolgt der Phasenvergleich auf tiefen Frequenzen f_1. Dies bedeutet, dass sehr schnelle Frequenzschwankungen des Oszillators (Jitter, Rauschen) unter Umständen beim Phasenvergleich gar nicht wahrgenommen werden können. Die Oszillatoren müssen deshalb sehr stabil in bezug auf Kurzzeitschwankungen sein, währenddem Langzeitschwankungen von der Regelschaltung eliminiert werden. Die erwähnten Kurzzeitschwankungen setzen somit untere Grenzen für den Kanalabstand.

Die Fig. 19 zeigt eine Schaltung der britischen Firma Marconi, wobei dank der Anwendung zweier Phasenregelkreise die Notwendigkeit auf einen festen Teiler 1/K entfällt. Das gesamte Frequenzband von 2...30 MHz wird in 1 MHz-Bänder aufgeteilt. Diese Aufteilung wird durch die erste Phasenregelschaltung vorgenommen, die nur auf Vielfache von 1 MHz arbeitet, d. h. auf Harmonische des 1 MHz-Referenzsignales synchronisiert ist und deshalb auch als «Impulsgesteuerter Oszillator» bezeichnet wird.

Die Hilfsfrequenz f_h dieses Oszillators wird nun mit der Frequenz f_a des Ausgangsoszillators gemischt. Die resultierende Differenzfrequenz f_z kann maximale Werte von nur 1 MHz annehmen. Mit dem variablen Teilungsverhältnis N ist die Kanalnummer innerhalb eines 1 MHz-Bandes bestimmt. Die Ausgangsfrequenz des variablen Teilers beträgt immer 1 kHz und ist mit dem Kanalabstand identisch.

Abschliessend sind in der Fig. 20 einige neuere Frequenzsynthesesysteme dargestellt, die alle auf dem Prinzip der indirekten Frequenzsynthese beruhen.

3. Schlussfolgerungen

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass zahlreiche Methoden zur Herstellung einer Vielzahl von Frequenzen bekannt sind. Die Frequenzsynthese bietet die Möglichkeit, alle gewünschten Frequenzen von einer oder mehreren Referenzfrequenzen abzuleiten. Bei neueren Methoden sind alle erzeugten Frequenzen mit einer einzigen Referenzfrequenz kohärent. Grundsätzlich lässt sich die Frequenzsynthese in zwei Grup-

Firma oder Gerät	Modulations-System	Frequenzbereich MHz	Kanalraster kHz	Kanalzahl	Inbetriebnahme Jahr
Marconi, GB	ESB	2— 30	1	28 000	1960
Canadian Marconi	ESB	2— 32	1	30 000	1960
General Electric Co., GB	ESB	1— 30	0,1	290 000	1965
Plessey, GB	ESB	2— 30	1	28 000	1966
Plessey, GB	FM	30—100	12,5	5 600	1966
Plessey, GB	AM	100—156	25	2 240	1966
Plessey, GB	AM	225—400	25	7 000	1966
AN/PRC-104, USA	ESB	2— 30	0,1	280 000	1966
AN/PRC- 65, USA	AM	225—400	50	3 500	1966
AN/PRC- 70, USA	ESB, FM, AM	2— 76	1	74 000	ca. 1970

Fig. 20 Einige indirekte Frequenzsynthese-Systeme

pen einteilen: die direkte und die indirekte. Erstere gestattet in gewissen Fällen ein hohes Auflösungsvermögen zu erreichen, d. h. der Kanalabstand kann beliebig klein gewählt werden. Zudem ist ein sehr schnelles Umschalten möglich. Dagegen müssen diese Vorteile mit einem entsprechenden Filteraufwand erkauft werden.

Die zweite Gruppe macht weitgehend von der Anwendung digitaler Schaltungen Gebrauch. Dadurch ist die Möglichkeit gegeben, integrierte Schaltungen zu verwenden, die kleine und leichte Systeme zu realisieren gestatten. Dank einem geregelten Oszillator können die gewünschten Frequenzen mit hoher spektraler Reinheit erzeugt werden.

4. Literatur

Direkte Frequenzsynthese

1. R. G. Wicker: «Frequency Synthesizers»
   G.E.C. Journal, Vol. 32, No. 2, 1965, pp. 73—78
   (Brit. General Electric Co.)
2. V. E. Van Duzer: «A 0—50 Mc Frequency Synthesizer with Excellent Stability, Fast Switching, and Fine Resolution»
   Hewlett—Packard Journal, Vol. 15, No. 9, May 1964
3. Messgeneratoren nach dem Verfahren der Frequenzsynthese
   Rhode & Schwarz, die Kurzinformation 5 und 6, 1963, pp. 42—44
4. G. Husson, B. N. Sherman: «A Transistorized Frequency Synthesizer»
   Journal Brit. IRE, April 1961, pp. 347—350

Indirekte Frequenzsynthese

5. F. M. Gardner: «Phaselock Techniques», John Wiley & Sons, Inc., New York 1966, sehr ausführliche Bibliographie
6. A. J. Viterbi: «Principles of Coherent Communications»
   McGraw-Hill, New York, 1966
7. L. F. Blachowicz: «Dial any channel to 500 MHz»
   Electronics, May 2, 1966, pp. 60—69
8. A. F. Evers: «A Versatile Digital Frequency Synthesizer for use in Mobile Radio Communication Sets»
   Electronic Engineering, May 1966, pp. 296—303
9. G. S. Moschytz: «Miniaturized RC Filters Using Phase — Locked Loop»
   Bell System Technical Journal, Vol. 44, May—June 1965, pp. 823—870
10. C. J. Byrne: «Properties and Design of the Phase — Controlled Oscillator with a Sawtooth Comperator»
    Bell System Technical Journal, Vol. 41, March 1962, pp. 559—602
11. A. J. Goldstein: «Analysis of the Phase — Controlled Loop with a Sawtooth Comperator»
    Bell System Technical Journal, Vol. 41, March 1962, pp. 603—633
12. G. G. Gassmann: «Neue Phasen- und Frequenzvergleichsschaltungen»
    Archiv der Elektrischen Übertragung, Band 15, 1961, Heft B, pp. 359—376
13. H. T. McAleer: «A New Look at the Phase — Locked Oscillator»
    Proc. IRE, Vol. 47, June 1959, pp. 1137—1143
14. D. Richmann: «Color-Carrier Reference Phase Synchronisation Accuracy in NTSC Color Television»
    Proc. IRE, Vol. 42, January 1954, pp. 106—133
15. D. Richmann: «The DC Quadricorrelator: A Two-Mode-Synchronisation System»
    Proc. IRE, Vol. 42, January 1954, pp. 288—299
16. W. J. Gruen: «Theory of AFC Synchronisation»
    Proc. IRE, Vol. 41, August 1953, pp. 1043—1049.