

Frequenznachstimmung mit Dioden

Ag 11

3 Blätter

1 Allgemeines

Die elektronische Nachstimmung von Resonanzkreisen ist möglich mit

- a) Reaktanzschaltungen mit Röhren
- b) Reaktanzschaltungen mit Transistoren
- c) vormagnetisierten Ferritspulen
- d) Dioden bzw. Diodenschaltungen

Alle Anordnungen können außerdem zur Frequenzmodulation verwendet werden.

In allen Fällen tritt neben der gewünschten variablen Blindkomponente eine (variable) Wirkkomponente auf. Sie ist unerwünscht und verursacht eine Bedämpfung des nachgestimmten Kreises. Das ist — neben dem z. T. geringen Variationsbereich der Reaktanz — der Grund, warum eine Durchstimmung breiterer Frequenzbänder mit den genannten Bauelementen nicht gut gelingt.

Die Bedämpfung wird in tragbaren Grenzen gehalten durch lose Ankopplung an den Kreis. Damit wird allerdings zugleich auch der Variationsbereich eingengt.

2 Vor- und Nachteile der verschiedenen Anordnungen

Schaltung	Vorteile	Nachteile
2.1 Reaktanzschaltung mit Röhre	leistungslose Steuerung geringer Steuerspannungsbedarf	Platzbedarf nicht viel geringer als für einen Drehkondensator hoher Speiseleistungsbedarf (Heiz-, Anoden- u. Schirmgitterleistung)
2.2 Reaktanzschaltung mit Transistor	geringer Speiseleistungsbedarf (keine Heizung, geringe Kollektorleistung) geringer Platzbedarf	Steuerung nicht leistungslos Schaltung temperaturabhängig Überschreiten einer bestimmten Steuerspannung kann Transistor gefährden
2.3 Vormagnetisierte Ferritspule	keine Speiseleistung erforderlich relativ großer Variationsbereich	Steuerung nicht leistungslos Eingangswiderstand für die Steuerspannung niederohmig
2.4 Diodenschaltungen (heute wohl am häufigsten angewendet, insbesondere mit Kapazitätsdioden)	Steuerung praktisch leistungslos bei Anwendung der Diode im Sperrbereich (Kapazitätsdiode) keine Speiseleistung erforderlich sehr einfache Schaltung geringer Platzbedarf geringe Kreisdämpfung bei Anwendung der Diode im Sperrbereich	Temperaturabhängig, jedoch im Sperrbereich gering

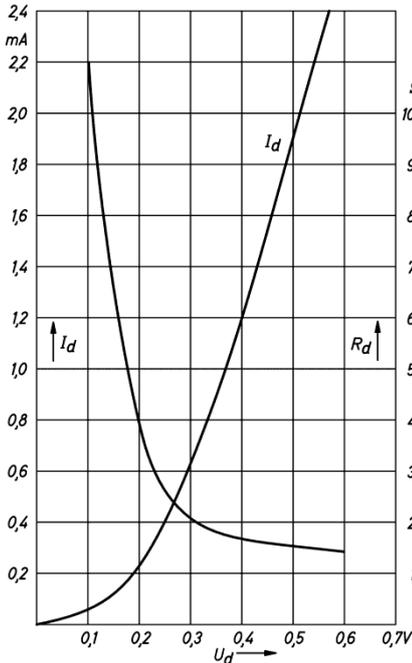
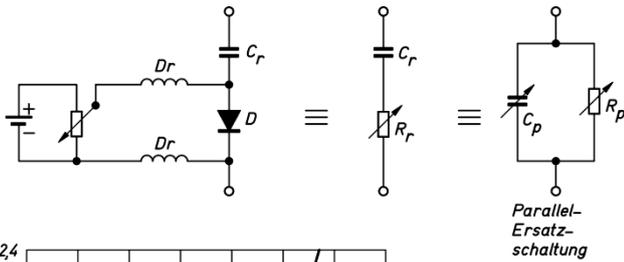
3 Die möglichen Diodenschaltungen für Frequenznachstimmung

Es gibt drei unterschiedliche Schaltungsarten, die auf drei Eigenschaften von Halbleiterdioden beruhen:

Verfahren	Ausgenützte Eigenschaft
3.1 Diode im Durchlaßbereich betrieben, in Serie geschaltet mit einem Kondensator fester Kapazität	Veränderlicher, mit der Verschiebung des Arbeitspunktes auf der Durchlaßkennlinie steuerbarer Widerstand (differentieller Widerstand der Diode im Durchlaßbereich)
3.2 Diode als Schalter, der über eine mehr oder weniger lange Zeitspanne einer halben Periode der Hf-Wechselspannung geschlossen wird, in Reihe mit einem Kondensator fester Kapazität (<i>Stromflußwinkelsteuerung</i>)	Schaltereigenschaft der Diode bei genügend großem Steuersignal: Schalter bei Diodenspannung in Durchlaßrichtung geschlossen, in Sperrichtung geöffnet
3.3 Diode im Sperrbereich mit variabler Sperrspannung betrieben, direkte Ausnutzung der damit variablen Sperrschichtkapazität (<i>Kapazitätsdiode</i>)	Die Sperrschichtkapazität wird kleiner mit wachsendem Betrag der angelegten Sperrspannung (Early-Effekt)

3.1 Frequenznachstimmung mit Diode im Durchlaßbereich

Hierbei handelt es sich um die Reihenschaltung einer Festkapazität C_r von geeignetem Wert mit einer Diode D . Die Diode wird im Durchlaßbereich mit Hilfe einer Steuerspannung U_d auf verschiedene Arbeitspunkte eingestellt. Sie dient so als variabler Widerstand R_r , Bild 1. Eine Diodenkennlinie im Durchlaßbereich mit eingezeichneter Widerstandskennlinie $R_a = f(U_d)$ ist in Bild 2 dargestellt.



Oben: Bild 1. Prinzipschaltung sowie Reihen- und Parallel-Ersatzschaltung für Frequenznachstimmung einer im Durchlaßbereich arbeitenden Diode

Links: Bild 2. Strom-Spannungs-Kennlinie und Widerstandskennlinie für eine Germanium-Spitzendiode im Durchlaßbereich

Wird eine solche Reihenschaltung einem Schwingkreis parallelgeschaltet, so interessiert in erster Linie die in die äquivalente Parallelschaltung umgerechnete Kapazität C_p . Sie beträgt nach dem „Funktechnischen Arbeitsblatt Uf 11“:

$$C_p = \frac{C_r}{1 + (\omega C_r R_r)^2} \tag{1}$$

und ist, wie gefordert, von dem Wert R_r abhängig. Die Kapazität C_r ist konstant, und die Frequenz ω kann für die geringe Verstimmung als konstant angesehen werden. Die mit dem Wert von R_r variable Kapazität C_p ist der Schwingkreis kapazität parallelgeschaltet und bewirkt die Nachstimmung.

Für den Fall, daß in der Reihenschaltung Blind- und Wirkwiderstand gleiche Werte haben, (45° -Frequenz), also

$$\left| \frac{1}{\omega C_r} \right| = R_r \text{ ist, ergibt sich: } C_{p1} = \frac{C_r}{2}$$

Allgemein ergibt sich für den der Kapazität C_p parallel liegenden Dämpfungswiderstand (siehe Uf 11):

$$R_p = \frac{1 + (\omega C_r R_r)^2}{\omega^2 C_r^2 R_r} \quad G_p = \frac{\omega^2 C_r^2 R_r}{1 + (\omega C_r R_r)^2} \tag{2}$$

Für den besonderen Fall, daß

$$\frac{1}{\omega C_r} = R_r \text{ wird } R_{p1} = 2R_r$$

Das ist gleichzeitig das Minimum von R_p , also die maximale Bedämpfung des Schwingkreises.

Daraus sieht man, daß bei diesem Verfahren der Kreis erheblich bedämpft wird, denn die Widerstände der Diode im Durchlaßbereich liegen in der Größe von einigen zehn Ohm bis zu einigen Kiloohm. Daher wird man die Anordnung immer lose an den Schwingkreis koppeln oder die Festkapazität entsprechend klein bemessen, was allerdings auch den Kapazitätshub verringert.

3.1.1 Bemessung der Schaltung für maximalen Kapazitätshub

Um festzustellen, ob es eine Anordnung der Werte von C_r und R_r gibt, bei der die Kapazitätsänderung der wirksamen Parallelkapazität C_p , also dC_p , am größten ist, wird (1) nach R_r differenziert:

$$\frac{dC_p}{dR_r} = \frac{-2R_r \omega^2 C_r^2}{(1 + \omega^2 C_r^2 R_r^2)^2} \tag{3}$$

Durch nochmaliges Differenzieren und Nullsetzen ergibt sich ein Maximum, also die größte Kapazitätsvariation, wenn

$$(\omega C_r R_r)^2 = \frac{1}{3} \quad \omega C_r R_r = \sqrt{\frac{1}{3}} \approx 0,577$$

Ist ein bestimmter, mittlerer Diodenarbeitspunkt und damit ein Wert für R_r gegeben, so ist für größte Kapazitätsvariation

$$C_{r \text{ opt}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\omega R_r} \approx 0,577 \frac{1}{\omega R_r} \tag{4}$$

zu wählen.

Bild 3a zeigt für $C_r = 1 \text{ pF}$ und $f = 200 \text{ MHz}$ als Beispiel eine Kennlinie $C_p = f(R_r)$. Man erkennt den Wendepunkt bei $R_r = 460 \text{ } \Omega$, in dem die Kapazitätsvariation, bezogen auf R_r , am größten ist.

Ebenfalls aufgetragen ist der Verlauf des parallel zu C_p auftretenden Dämpfungswiderstandes R_p in Abhängigkeit von R_r . Man erkennt das sehr flache Minimum von R_p .

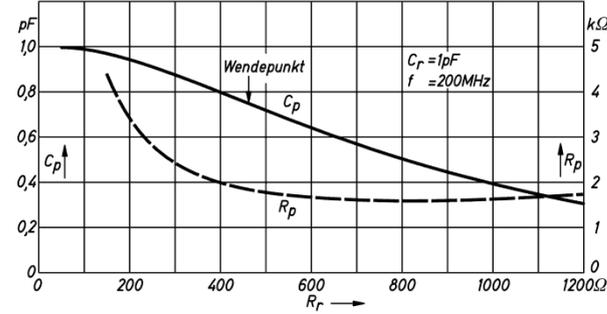


Bild 3a. Wirksame Parallelkapazität C_p und Parallel-Dämpfungswiderstand R_p in Abhängigkeit vom Diodenwiderstand R_r für eine Anordnung nach Bild 1

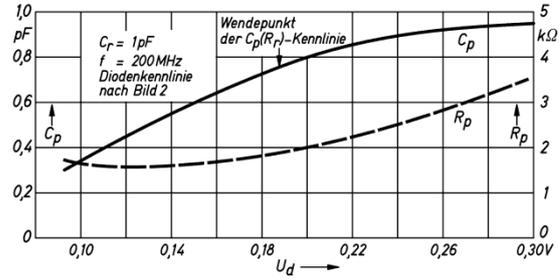


Bild 3b. Parallelkapazität C_p und Parallel-Dämpfungswiderstand R_p einer Anordnung nach Bild 1 und 3a, jedoch abhängig von der Diodenspannung U_d

Die steuernde Größe für C_p ist bei Anwendung der Diode als gesteuerter Widerstand die Diodenspannung U_d . Mit ihr ergibt sich unter Berücksichtigung der Dioden-Widerstandskennlinie (Bild 2) eine Abhängigkeit von C_p und R_p wie sie Bild 3b zeigt. Hierbei ist interessant, daß sich auch abseits vom $C_p(R_r)$ -Wendepunkt, nämlich nach kleinen Diodenspannungen hin (höheren R_r -Werten), noch größere Kapazitätshübe ergeben. Ursache dafür ist die starke Widerstandsänderung der Diode im Bereich ihres Kennlinienknicks. Für die $C_p(R_p)$ -Kennlinie in Bild 3a war dagegen eine lineare Widerstandsänderung angenommen.

3.1.2 Parallelbedämpfung bei Bemessung für maximalen Kapazitätshub

Die Parallelbedämpfung, ausgedrückt durch den Parallelwiderstand R_p , errechnet sich für den Fall, daß das Wertepaar C_r und R_r nach Ziffer 3.1.1 für maximalen Kapazitätshub bemessen wird, durch Einsetzen von $\omega^2 C_r^2 R_r^2 = \frac{1}{3}$ in (2) zu:

$$R_{p \text{ opt}} = 4 \cdot R_r \quad (5)$$

3.1.3 Beispiel

Der mittlere Diodenwiderstand aus einer gegebenen Kennlinie sei bei $U_d = 0,8 \text{ V}$, $R_r = 100 \Omega$; Arbeitsfrequenz 100 MHz. Die optimale Serienkapazität (für maximalen Hub) wird

$$C_{r \text{ opt}} = \frac{0,577}{100\text{MHz} \cdot 2\pi \cdot 100\Omega} \approx 9,2\text{pF}$$

Dabei beträgt nach (5) der Parallel-Dämpfungswiderstand

$$R_{p \text{ opt}} = 4 \cdot R_r = 400 \Omega$$

ein Wert, der meist untragbar niedrig ist, so daß C_r kleiner gewählt werden muß.

3.1.4 Eigenschaften des Verfahrens

Nachteilige Eigenschaften dieses Verfahrens sind:

1. Relativ hohe Bedämpfung des nachzustimmenden Kreises.
2. Der Generator-Innenwiderstand der Steuerspannungsquelle muß niedrig sein, und der Generator muß Leistung aufbringen.
3. Die Hf-Wechselspannung an der Diode darf nur gering sein wegen der nur kurzen Dioden-Durchlaßkennlinie.
4. Infolge Richtwirkung ergibt sich zusätzlich zu der Steuer-Gleichspannung eine von der Hf-Kreissspannung herrührende Steuergleichspannung und damit eine von der Hf-Kreissspannungsamplitude abhängige Kreisfrequenz.

Das Verfahren wird daher heute, nachdem es Kapazitätsdioden gibt, nur noch selten angewandt.

3.2 Frequenznachstimmung mit Diode als Schalter (Stromfluß Winkelsteuerung)

Das Verfahren nach Ziffer 3.1 funktioniert nur einwandfrei, solange die Hf-Wechselspannung so gering ist, daß die Diode während der ganzen Wechselspannungsperiode im Durchlaßgebiet arbeitet. Wird die Hf-Wechselspannung größer, so wird die Diodenspannung zeitweise negativ, die Diode sperrt, und die Serienkapazität wird (bei idealer Diode) während dieses Teiles der Periodendauer vom Schwingkreis ganz abgeschaltet. Dies läßt sich für eine andere Betriebsart der Diode ausnutzen:

Die Diode wird wieder in Reihe mit einer Kapazität geschaltet, jedoch mit einer in Sperrichtung angelegten, veränderlichen Gleich-(Steuer-)Spannung so vorgespannt, daß die Diode nur während eines bestimmten Teiles der Periode der Hf-Spannung leitet und damit den Kondensator nur während dieser Zeitspanne einer Periodendauer an den Kreis anschaltet. Die Länge dieser Zeitspanne ist bestimmt durch

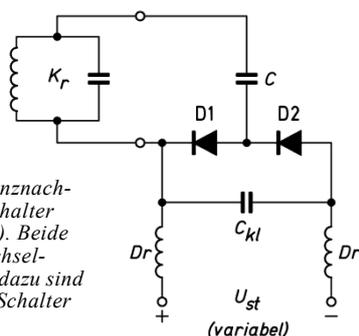


Bild 4. Schaltung für Frequenznachstimmung mit Diode als Schalter (Stromflußwinkel-Steuerung). Beide Halbperioden der Hf-Wechselspannung werden ausgenutzt, dazu sind zwei Dioden D1 und D2 als Schalter angeordnet

den Unterschied zwischen der (positiven) Hf-Wechselspannungsamplitude und der an die Diode angelegten Steuer-Gleichspannung.

3.2.1 Schaltung und Funktionsbeschreibung

Bild 4 zeigt die Anordnung im Prinzip. Dabei ist die Möglichkeit ausgenutzt, während beider Halbwellen der Hf-Wechselspannung zu schalten. Dazu sind zwei Dioden D1 und D2 vorgesehen. Der zu schaltende Kondensator ist mit C bezeichnet, C_{kl} bildet lediglich einen Hf-Kurzschluß über die Gleichspannungsquelle. K_r ist der nachzustimmende Schwing-

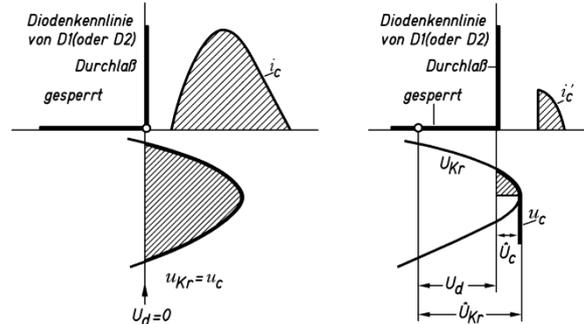


Bild 5a. Diode als Schalter mit der Diodenspannung Null, in der einen Halbperiode ist die Diode D1 durch die Hf-Wechselspannung leitend, in der anderen Halbperiode ist die Diode D2 leitend; damit fließt der vollkommene Blindstrom i_c durch den Serien-Kondensator C

Bild 5b. Diode als Schalter mit der Diodenspannung im Negativen. Es fließt nur während eines Teiles der Periodendauer ein Blindstrom i_c ; damit ist die wirksame Kapazität kleiner als C

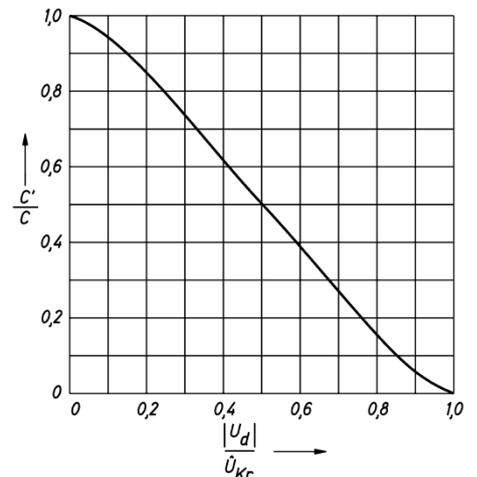


Bild 6. Wirksame Kapazität C' in Abhängigkeit von der Diodenspannung U_d für eine Anordnung nach Bild 4. Die Werte sind normiert auf die Kondensator-Kapazität C und den Scheitelwert der Kreissspannung \hat{U}_{Kr}

kreis. Die Steuergleichspannung ist mit U_{st} bezeichnet, an jeder Diode tritt als Diodenvorspannung die halbe Steuergleichspannung auf,

$$U_d = U_{st}/2$$

Ist U_{st} Null oder positiv (Bild 5a), so ist der Kondensator C während der ganzen Periode dem Kreis K_r parallelgeschaltet, und zwar in der einen Halbperiode über die Diode D1 und in der anderen über D2. Es fließt der dem Kapazitätswert von C entsprechende Blindstrom i_c über den Kondensator. Der Kondensator C vermindert damit entsprechend seinem vollen Kapazitätswert die Frequenz des Schwingkreises K_r .

Wenn U_d negativ und dem Betrag nach kleiner als der Scheitelwert der Hf-Wechselspannung am Schwingkreis ist (Bild 5b), so fließt durch den Kondensator C nur während der Zeitspanne einer Periode ein Ladestrom, in der der positive Augenblickswert der Hf-Wechselspannung die negative Diodenvorspannung dem Betrag nach übersteigt, und zwar solange, bis der Scheitelwert der Wechselspannung erreicht ist. Entsprechend der entgegengesetzten Polung der zweiten Diode wird in einer gleichen Zeitspanne der anderen Halbperiode der Kondensator wieder umgeladen.

Der Stromflußwinkel und damit der Blindstrom i_c durch den Kondensator C hängt also ab von dem Verhältnis der

Diodenvorspannung U_d zum Scheitelwert der Hf-Wechselspannung \hat{U}_{Kr} . Der Wert des Blindstromes i_C' bestimmt aber die wirksame Kapazität C' , die am Kreis durch das Schalten des Kondensators die Frequenz verändert.

Die Abhängigkeit der wirksamen Kapazität von der Diodenvorspannung zeigt in normierter Darstellung das Bild 6. Dabei ist eine idealisierte Diode (Durchlaßwiderstand Null, Sperrwiderstand unendlich) zugrunde gelegt. Es ergibt sich eine Wendepunkt-Kennlinie mit langem, geradlinigem Teil, die auch für Modulationszwecke günstig ist.

3.3 Frequenznachstimmung mit Kapazitätsdioden
(Dioden im Sperrbereich)

Bei den Verfahren nach Abschnitten 3.1 und 3.2 war die Widerstandskennlinie der Diode $I_d = f(U_d)$ bzw. $R_d = f(U_d)$ wesentlich für die Funktion der Schaltung und steuerte einen zusätzlich notwendigen Kondensator in seiner wirksamen Kapazität. Die Diode wirkt im Sperrbereich aber selbst ähnlich wie ein Kondensator infolge ihrer Sperrschichtkapazität. Da der Wert der Sperrschichtkapazität von der angelegten Sperrspannung abhängt, hat man damit einen variablen Kondensator. Für diesen Zweck sind spezielle Dioden entwickelt worden. Man findet dafür die Bezeichnungen

- Kapazitätsdioden,
- variable Kapazitätsdioden,
- parametrische Dioden,
- Varicaps,
- Semicaps.

Bei ihnen hat die $I_d = f(U_d)$ -Kennlinie nur zweitrangige Bedeutung (Verluste!), wichtig dagegen ist die Kennlinie

$$C = f(U)$$

Sie wird für die speziellen Kapazitätsdioden in den Technischen Daten, meist zusammen mit einem Streubereich, angegeben.

3.3.1 Das Kennliniengesetz bei Kapazitätsdioden

Das Kennliniengesetz lautet bei *legierten Dioden*, also bei Dioden mit abruptem Dotierungsübergang,

$$c_s = \frac{K_{leg}}{\sqrt{(U + U_d)}} \quad (6)$$

und bei *diffundierten Dioden* mit einem Dotierungsgradienten

$$c_s = \frac{K_{diff}}{\sqrt[3]{(U + U_d)}} \quad (7)$$

K hängt vom Halbleitermaterial, der Stärke und Art der Dotierung ab, U ist die außen angelegte Sperrspannung und U_d die (innere) Diffusionsspannung, bei Germanium etwa 0,5V und bei Silizium etwa 0,7V.

Ein Vergleich der Formeln (7) und (6) zeigt, daß bei diffundierten Dioden der Kapazitätshub nicht so groß ist wie bei legierten Dioden. Eine Kapazitätsvariation von 10 : 1 erfordert im Falle der Legierungsdiode eine Spannungsänderung von 1 : 100, im Falle der Diffusionsdiode dagegen 1 : 1000! Dafür hat die Diffusionsdiode den geringeren Bahnwiderstand, die höhere Güte.

3.3.2 Vereinfachtes Ersatzschaltbild, Güte und Grenzfrequenzen der Kapazitätsdiode

Außer der variablen Sperrschichtkapazität c_s ist der Bahnwiderstand r_b , der mit ihr in Reihe liegt, zu berücksichtigen.

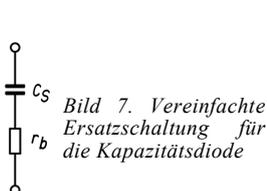


Bild 7. Vereinfachte Ersatzschaltung für die Kapazitätsdiode

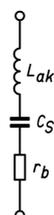


Bild 8. Ersatzschaltung der Kapazitätsdiode für hohe Frequenzen, Leitungsinduktivität berücksichtigt

Bei hohen Frequenzen kann man den Sperrwiderstand r_s vernachlässigen, da dann

$$r_s \gg \frac{1}{\omega \cdot c_s}$$

ist. Damit kommt man zu der einfachsten Ersatzschaltung (Bild 7). Die Güte der Diode wird dann

$$Q_d = \frac{1}{\omega \cdot c_s \cdot r_b} = \frac{1}{2\pi f \cdot c_s \cdot r_b} \quad (8)$$

Will man eine *Grenzfrequenz* der Diode definieren, so kann man sie auf den Fall beziehen, daß dafür die Diodengüte $Q_d = 1$ wird. Dann verliert nämlich gerade die Anordnung den Charakter einer Kapazität, bei Werten $Q_d < 1$ überwiegt der Realteil, der ohmsche Widerstand r_b . Für $Q_d = 1$ beträgt die Grenzfrequenz f_c

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot c_s \cdot r_b} \quad (9)$$

Sie wird auch als *cutoff-frequenz* der Diode bezeichnet. Statt der cutoff-frequenz wird oft die Zeitkonstante

$$\tau = c_s \cdot r_b \quad (10)$$

angegeben. Da die Sperrschichtkapazität c_s spannungsabhängig ist, gilt das auch für die Grenzfrequenz. Daher kann man verschiedene Grenzfrequenzen definieren:

- Grenzfrequenz für den Arbeitspunkt
- Grenzfrequenz für maximale Kapazität ($U = 0$)
- Grenzfrequenz für minimale Kapazität ($U = U_{durchbruch}$)

Die Güte kann man mit den Gleichungen (8) und (9) auch schreiben

$$Q_d = \frac{f_c}{f} \quad (11)$$

Sie ist also frequenzabhängig und sinkt mit ansteigender Betriebsfrequenz f . Ein erweitertes Ersatzschaltbild, Bild 8, berücksichtigt die Zuleitungsinduktivität L_{ak} . Mit ihr ergibt sich der komplexe Widerstand an den Anschlüssen zu

$$\Re = r_b + j\left(\omega L_{ak} - \frac{1}{\omega c_s}\right) \quad (12)$$

Es tritt also eine Serienresonanzfrequenz auf, die bei der Schaltungsbemessung berücksichtigt werden muß. Deshalb wird auch der Wert der Induktivität L_{ak} in den Technischen Daten angegeben.

Die Serienresonanzfrequenz der Diode mit Zuleitungen tritt auf bei

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{ak} \cdot c_s}}$$

wobei c_s für den jeweiligen Arbeitspunkt einzusetzen ist.

Bei Dioden üblicher Bauform im Glasgehäuse mit axialen Anschlußdrähten von rund 0,5 mm Durchmesser kann man mit einem Induktivitätswert von ungefähr 6 nH rechnen, gemessen an den 10 mm voneinander entfernten Anschlußpunkten. Setzt man diesen Induktivitätswert ein, so liegen die Serienresonanzfrequenzen in Abhängigkeit der Diodenkapazität etwa wie folgt:

c_s	5	10	20	30	45	60	pF
f_{res}	920	650	460	380	310	265	MHz

Haben die Anschlußpunkte der Diode eine größere Entfernung voneinander (gerade Anschlußdrähte vorausgesetzt) und haben die Anschlußdrähte einen anderen Durchmesser, so gilt für die Induktivität etwa:

$$L = 2 \cdot l \left(\ln \frac{4 \cdot l}{d} - 1 \right) \text{ nH}$$

l = Entfernung der Anschlußpunkte in cm (Drahtlänge einschließlich Diodenlänge)
 d = Anschlußdrahtdurchmesser in cm

3.3.3 Kennlinien

Als Beispiel ist in Bild 9 eine Kapazitätskennlinie einer Legierungsdiode, in Bild 10 die einer Diffusionsdiode gezeigt. Um den durch die Gleichungen (6) und (7) beschriebenen unterschiedlichen Kapazitätsgang von der Legierungsdiode und der Diffusionsdiode besonders darzustellen, sind in Bild 11 die beiden Kapazitätsfunktionen normiert auf den Kapazitätswert bei $U_d = 4\text{ V}$ gemeinsam aufgetragen. Dabei bestätigt sich (6) für die Legierungsdiode, denn für ein Spannungsverhältnis $-1\text{ V} : -10\text{ V}$ ergibt sich ein Kapazitätsverhältnis von $1,9 : 0,6 = 3,16 = \sqrt{10}$; ebenso gilt ungefähr für die Diffusionsdiode (7), denn zu demselben Spannungsverhältnis von $-1\text{ V} : -10\text{ V}$ gehört dabei ein Kapazitätsverhältnis von $1,43 : 0,75 = 1,91 \approx \sqrt[3]{10}$ (genauer Wert wäre 2,15).

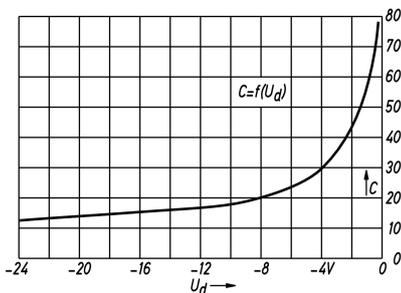


Bild 9. Kapazitäts-Kennlinie für eine legierte Kapazitätsdiode

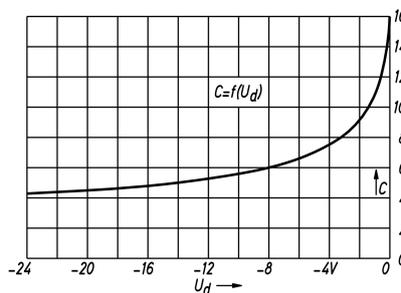


Bild 10. Kapazitäts-Kennlinie für eine diffundierte Kapazitätsdiode

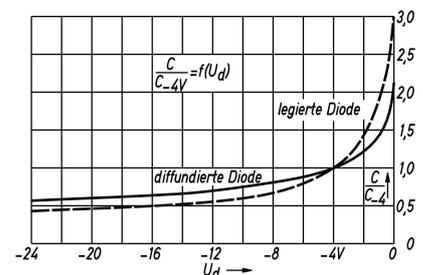


Bild 11. Vergleich des Verlaufes von Kapazitäts-Kennlinien von diffundierten und legierten Kapazitätsdioden

Grundsätzlich ist es möglich, auch Dioden mit einer linearen Abhängigkeit der Kapazität von der Spannung in einem bestimmten Arbeitsbereich herzustellen. Deren Serienherstellung stößt jedoch auf Schwierigkeiten.

Obwohl den Kapazitätskennlinien bei der Kapazitätsdiode besondere Bedeutung zukommt, interessieren auch die $I = f(U)$ -Kennlinien sowie die Abhängigkeit des Sperrstromes von der Temperatur. Der Sperrstrom ist maßgebend für die — wenn auch besonders bei Siliziumdioden sehr geringe — Belastung der Gleichspannungs-Steuerquelle. Oft hat diese einen sehr hohen Innenwiderstand, z. B. wenn die Kapazitätsdiode direkt von einer Diskriminatoranschaltung, ohne Zwischenschalten eines Gleichstromverstärkers, angesteuert werden soll. Der Anstieg des Sperrstromes in der Nähe der Durchbruchspannung begrenzt den in der Schaltung zulässigen maximalen Summenwert von Wechselspannungs-Scheitelwert und angelegter Steuer-Gleichspannung.

3.3.4 Schaltungsanwendung

Die Diode wird entweder direkt, meist jedoch unterkoppelt zu dem nachzustimmenden Kreis parallelgeschaltet. Dabei ist eine Verdrosselung gegen das Eindringen von Hochfrequenz in die Steuer Gleichspannungsquelle nötig (Bild 12). Die Steuerung selbst erfolgt praktisch leistungslos. Bei der Bemessung der Dioden-Ankopplung sind zwei Punkte zu beachten: erstens die Bedämpfung durch die Diode (Gütwert), und zweitens darf die Diode nicht mit so hoher Wechselspannungsamplitude beaufschlagt werden, daß sie bei Steuerung ihres Arbeitspunktes in die Nähe des Spannungs-Nullpunktes durch die Wechselspannung in den Durchlaßbereich hineingesteuert wird und ebenso nicht in den Durchbruch, wenn die Sperrspannung den höchsten Wert annimmt.

Blieben so die Augenblickswerte der Diodenspannung innerhalb des Kennlinienggebietes mit hohem Sperrwider-

stand, so kann an die Stelle der Hf-Drossel D_r (Bild 12) auch ein ohmscher Widerstand (Wert z. B. $100\text{ k}\Omega$) treten. Das ist immer dann empfehlenswert, wenn es sich um Schaltungen für breite Frequenzbereiche handelt, wo Drosseln Störresonanzen haben können.

3.3.4.1 Kapazitive Ankopplung der Diode

Die Ankopplung über eine Serienkapazität nach Bild 12 hat einige Vorteile:

- a) einfache Schaltung,
- b) einfacher konstruktiver Schaltungsaufbau,
- c) leichte Möglichkeit zum Einstellen des richtigen Kopplungsgrades durch Verwenden eines Trimmers als Serienkapazität,

- d) geringer Schaltungsaufwand, denn die Diode muß von der Spule gleichstrommäßig getrennt werden, da die Diodengleichspannung sonst kurzgeschlossen wird. Dazu ist ein Trennkondensator erforderlich, der gleichzeitig Koppelkondensator sein kann,
- e) für lose Kopplung ist die Serienkapazität kleiner als die Diodenkapazität. Damit rückt die störende Serien-Resonanzfrequenz der Dioden-Anordnung beträchtlich höher herauf. Das ist für Schaltungen im VHF- und UHF-Bereich wichtig.

3.3.4.2 Die Serien-Resonanzfrequenz der Dioden-Anordnung bei kapazitiver Ankopplung

Im Vergleich zur Serien-Resonanzfrequenz der Diode selbst (siehe Blatt 2a, Tabelle) rückt bei Serien-Schaltung einer Koppelkapazität C_k die Serienresonanzfrequenz auf den Wert

$$f_{res\ k} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{ak} \cdot \frac{C_s \cdot C_k}{C_s + C_k}}} \quad (13)$$

Das Verhältnis der Frequenzen $f_{res\ k}$ der Diodenanordnung mit Koppelkondensator zu der Serien-Resonanzfrequenz f_{res} der Diode allein ist

$$\frac{f_{res\ k}}{f_{res}} = \sqrt{\frac{C_s + C_k}{C_k}} \quad (14)$$

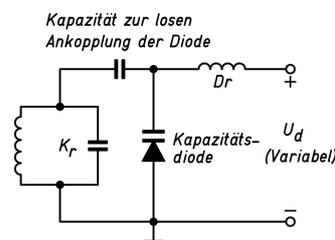
Dabei ist gleichbleibende Zuleitungsinduktivität in beiden Fällen vorausgesetzt. Meist bedingt das Einschalten einer Koppelkapazität aber eine etwas größere Induktivität (schon wegen der Zuleitungsinduktivität des Koppelkondensators), so daß der obige Faktor nicht ganz erreicht wird.

3.3.5 Das Berechnen von Kapazitätsdioden-Schaltungen mit Parallel- und Serienkondensatoren

Für das Berechnen der Schaltung sind folgende Größen erforderlich:

- $V_f = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{VC}$ das mit der Kapazitätsdiodenschaltung erwünschte Frequenzverhältnis
- $V'_C = \frac{C'_{max}}{C'_{min}}$ das mit der Kapazitätsdiodenschaltung erwünschte und zum Frequenzverhältnis passende Kapazitätsverhältnis, wirksam an der Kreisinduktivität

Bild 12. Anschalten einer Kapazitätsdiode an den nachzustimmenden Schwingkreis. Der Koppelkondensator dient zur Gleichstromtrennung und zum Einstellen der gewünschten Kapazitätsvariation



$$V_c = \frac{c_s \max}{c_s \min}$$

das Kapazitätsverhältnis der Kapazitätsdiode allein, zu entnehmen aus den Technischen Daten oder der Kapazitätskennlinie der Diode

- C_k = Serienkapazität, Koppelkapazität
- C_p = Parallelkapazität zur Kapazitätsdiode
- C_{kr} = Parallelkapazität zur Kreisinduktivität
- Q_d = Gütewert der Kapazitätsdiode
- Q_{kr} = Kreisgüte
- Q_k = Gütewert des Koppelkondensators
- U_{kr} = Wechselspannung am Schwingkreis
- U_d = Wechselspannung an der Kapazitätsdiode

Fall 1. Die wirksame Kreiskapazität ist eine Parallelschaltung aus Kapazitätsdiode und Kondensator C_p (Bild 13)

a) Kapazitätshub, Frequenzhub

Gegeben sind die Werte der Kapazitätsdiode und des Parallelkondensators. Gesucht ist der Frequenzhub, ausgedrückt als Frequenzverhältnis.

$$V_f = \sqrt{\frac{c_s \max + C_p}{c_s \min + C_p}} \quad (15)$$

Gegeben sind die Werte der Kapazitätsdiode und der Frequenzhub, ausgedrückt als Frequenzverhältnis. Gesucht ist der Kapazitätswert für den Parallelkondensator C_p

$$C_p = \frac{c_s \max - c_s \min}{V_f^2 - 1} - c_s \min \quad (16)$$

b) Hf-Spannung an der Kapazitätsdiode

Die Wechselspannung an der Diode ist gleich der vollen, an der Kreisinduktivität stehenden Schwingkreisspannung

$$U_d = U_{kr}$$

c) Kreisgüte Q_{ges} mit angeschalteter Kapazitätsdiode

Beträgt die Kreisgüte von L und C_p (also ohne die Kapazitätsdiode) zusammen Q_{kr} und ist die Güte der Diode Q_d , so ist die Güte der Gesamtschaltung

$$Q_{ges} = \frac{Q_d \cdot Q_{kr}}{Q_d + Q_{kr}} \quad (17)$$

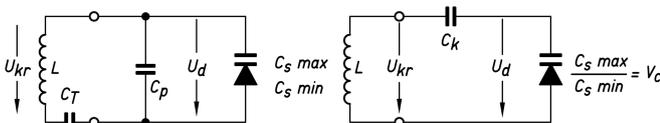


Bild 13. Kapazitätsdiode mit Parallelkapazität. Der Kondensator C_T sperrt den Gleichstrom

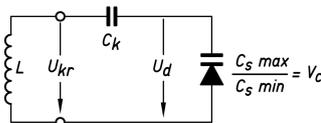


Bild 14. Kapazitätsdiode mit Koppelkondensator C_k an Spule angekoppelt

Beispiel zu Fall 1:

Es soll ein UKW-Vorkreis von 87 bis 104 MHz mit einer Kapazitätsdiode abgestimmt werden, deren aus der Kennlinie entnommene maximale Kapazität $c_s \max = 65$ pF und deren minimale Kapazität $c_s \min = 40$ pF ist.

Wie groß muß die Parallelkapazität C_p werden? Die Diodengüte beträgt im Mittel 70, die Betriebsgüte des Kreises (L und C_p) ohne Diode 100. Wie groß ist die Gesamtgüte?

Es ist

$$V_f^2 = \left(\frac{104 \text{ MHz}}{87 \text{ MHz}} \right)^2 = 1,43$$

$$C_p = \frac{65 \text{ pF} - 40 \text{ pF}}{1,43 - 1} - 40 \text{ pF} = 58 \text{ pF} - 40 \text{ pF}$$

$$C_p = 18 \text{ pF}$$

und die Gesamtgüte

$$Q_{ges} = \frac{100 \cdot 70}{100 + 70} = 41$$

Fall 2. Die wirksame Kreiskapazität ist eine Serienschaltung aus Kapazitätsdiode und Koppelkondensator C_k (Bild 14) (kapazitive Ankopplung der Diode)

a) Kapazitätshub, Frequenzhub

Gegeben sind die Werte der Kapazitätsdiode und des Koppelkondensators C_k . Gesucht ist der Frequenzhub, ausgedrückt als Frequenzverhältnis.

$$V_f = \sqrt{V_c \cdot \frac{c_s \min + C_k}{c_s \max + C_k}} \quad (18)$$

Gegeben sind die Werte der Kapazitätsdiode und der Frequenzhub, ausgedrückt als Frequenzverhältnis. Gesucht ist der notwendige Kapazitätswert des Serien-(Koppel-)Kondensators C_k

$$C_k = c_s \min \cdot \frac{V_f^2 - 1}{1 - \frac{V_f^2}{V_c}} \quad (19)$$

b) Hf-Spannung an der Kapazitätsdiode

Die Hf-Wechselspannung an der Diode ist kleiner als die Hf-Wechselspannung am Schwingkreis:

$$u_d = u_{kr} \cdot \frac{C_k}{c_s + C_k} = \frac{u_{kr}}{1 + \frac{c_s}{C_k}}$$

c) Die Güte Q_{ges} der Dioden-Anordnung

Die Güte der Kapazitätsdiode ist mit Q_d , die Güte des Koppelkondensators mit Q_k bezeichnet. Dann ist die Güte der Diodenanordnung:

$$Q_{ges} = \frac{c_s + C_k}{\frac{c_s}{Q_k} + \frac{C_k}{Q_d}} \quad (20)$$

Meist ist die Güte des Koppelkondensators wesentlich höher als die der Diode. Dann wird c_s/Q_k kleiner als C_k/Q_d und damit die Güte der Diodenanordnung:

$$Q_{ges} \approx Q_d \left(1 + \frac{c_s}{C_k} \right)$$

d) Die Kreisgüte

Mit der gegebenen Spulengüte Q_L der Kreis-Induktivität und der in fast allen Fällen gültigen vereinfachten Formel für Q_{ges} der Diodenanordnung wird die Kreisgüte

$$Q_{kr} = \frac{Q_d \left(1 + \frac{c_s}{C_k} \right)}{1 + \frac{Q_d}{Q_L} \left(1 + \frac{c_s}{C_k} \right)} \quad (21)$$

Beispiel zu Fall 2:

Wie groß ist der Frequenzhub einer Schaltung mit $C_k = 5$ pF, wenn die Diodenkapazität von $c_s \max = 18$ pF bis $c_s \min = 12$ pF durchgesteuert wird?

Es ist

$$V_c = \frac{18 \text{ pF}}{12 \text{ pF}} = 1,5$$

und damit

$$V_f = \sqrt{1,5 \cdot \frac{12 \text{ pF} + 5 \text{ pF}}{18 \text{ pF} + 5 \text{ pF}}} = \sqrt{1,11} = 1,055$$

Der Frequenzhub beträgt also 5,5%, beispielsweise bei 100 MHz Trägerfrequenz 5,5 MHz (Gesamthub, d. h. also $\pm 2,75$ MHz).

Die Spannung an der Diode soll 0,5 V nicht überschreiten. Wie groß darf die Spannung am Schwingkreis sein?

$$u_{kr} = u_d \left(1 + \frac{c_s}{C_k} \right) = 0,5 \text{ V} \left(1 + \frac{12 \text{ pF}}{5 \text{ pF}} \right) = 1,7 \text{ V}$$