

Because of much qrl and no article from you this time is not so much technical reports, but next time it will be more. Merry christmas and a happy new year, Bernd DL 7 APV.

#### Abhandlung über Mikrowellen GaAs Fets

D. : Die Geschichte von der Wandlung der Mikrowellen-Nachrichtenübertragung, genauso gut wie andere Nachrichtenübertragungstechnologien, zur Festkörperelektronik ist lang. Erste Fortschritte wurden bei Empfängern gemacht, dann erst bei den Sendern. Fortschritte in der bipolaren Transistortechnik und die Produktion von neuen Halbleiterkristallen in den 60-iger Jahren machten die Entwicklung von neuen Mikrowellendiode möglich, wie die GUNN und IMPATT. Aus diesem Grunde wird dieses Jahrzehnt die Renaissance der Mikrowellenhalbleiter genannt. Eine Serie von Mikrowellenverstärkern erschien in der ersten Hälfte der 70ziger Jahre, die GUNN- und IMPATT-Dioden verwendeten. Sie spielten eine große Rolle bei der Vorwärtsentwicklung der Festkörpertechnologie. In der Mitte des selben Jahrzehnts erschien ein kommerziell gefertigter Gallium Arsenid Feldeffekttransistor (GaAs FET), und die Anwendungen dieser Idee wurden immer größer. In der letzten Hälfte der 70ziger wurden die Forderungen an die Zuverlässigkeit der Systeme größer, als die GUNN- und IMPATT-Dioden erfüllen konnten. Die Anwender forderten größere Zuverlässigkeit und solche, die sich der Forschung und Entwicklung verpflichtet hatten, begannen auf dieses Ziel hinzuarbeiten. Die Arbeit geht auch heute noch weiter.

Die Forderungen der Industrie verlagerten den Schwerpunkt des Wettbewerbes der Hersteller von der Neuentwicklung zur Entwicklung besserer Qualität und größerer Betriebssicherheit. Durch die Kommerzialisierung der GaAs FETs wurde der Energieverbrauch gesenkt und die Systeme und Mikrowellenbausteine wurden kleiner. Das sind die interessantesten Eigenschaften heute. Durch neue Entwicklungen in der Information, Kommunikation und bei den Mikrowellensystemen, wurde der GaAs FET zu einem unentbehrlichen Bauteil.

1952, als Shockley die Struktur der FETs entwickelte, legte er dar, daß der FET auch für Verstärker zu gebrauchen ist. Durch die Herstellungsschwierigkeiten (teilweise in der Produktionstechnologie) war der FET noch sehr unbekannt in den frühen 60ziger Jahren. Der Stand der Technologie zu dieser Zeit machte es sehr schwer für die Leute die Wichtigkeit der FET zu begreifen. Mit den Fortschritten in der Planar Technologie wuchs die Mikrowellenhalbleiterindustrie explosiv.

Es gibt drei hauptsächliche Typen von FETs. Die einfachste Art der drei, ist der Junction FET (Sperrschicht) JFET. Weil er so einfach ist, war er auch der erste, der kommerziell hergestellt wurde. Das war etwa zu der Zeit, als der erste bipolare Mikrowellentransistor auf den Markt kam. Mit der Entwicklung der Halbleiterproduktionstechnologie und dem Bedürfnis nach geringem Energieverbrauch erschien der Metall-Oxid-Schicht FET (MOSFET). Der MOSFET wie der JFET wurden erst in Schaltungen mit hohen Impedanzen, z.B. Eingangsstufen von Meßgeräten benutzt. Der FET, besonders der MOSFET wurde dann allgemein bekannt, als sie im UHF-Bereich eingesetzt worden sind. Wie auch immer über Jahre hinaus erschien im Mikrowellenbereich nichts besseres, als der bipolare Transistor.

Zu dieser Zeit erreichte Silizium die Spitze der Anwendung als Transistor-material. Schottky und Sperrschicht FETS aus Gallium-Arsenid erschienen auf dem Markt und erreichten schnell eine große Popularität, durch die hohe theoretische Entwicklung. Dieses neue Bauteil, bekannt als GaAs FET zeigte Eigenschaften die denen der bipolaren Transistoren weit Überlegen waren. Dieses neue Teil zeigte weniger Rauschen und höhere Verstärkung in etablierter Festkörper-technik. Es hat auch eine hohe Frequenzcharakteristik, die von bipolaren Transistoren nicht erreicht wurde. Das wurde erreicht durch die Verwendung von Gallium-Arsenid, eine Halbleitermischung, die seit der letzten Hälfte der 60 ziger Jahre Erforscht wurde. Die Elektronenbeweglichkeit von GaAs ist fünf bis sieben mal höher, als bei Silizium. Die GaAs Kristall Technologie wurde dann benutzt um GUNN-Dioden zu produzieren, Varaktor und Schottky Dioden; und diese hatten dann wesentlich bessere Daten, als Silizium Bausteine vor allem bei hohen Frequenzen. Eine GUNN-Diode aus Silizium wäre undenkbar, so hat das erscheinen gleichzeitig des GaAs FETs sehr stark dazu beigetragen die Entwicklung und Kommerzialisierung der GUNN-Diode zu fördern. Der Grund dafür ist, daß selbst wenn der GaAs MESFET ein Dreipol ist, er ist einfach in der Struktur und seine Eigenschaften beruhen ausschließlich auf der Kristallgüte. Fortschritte in der Kristalltechnologie haben die kommerzielle Herstellung von FETs möglich gemacht. Der GaAs FET ist, wie man hauptsächlich sagt, ein "Selbstleitender Typ". Der Basis-Unterschied zum MOSFET besteht darin, daß eine Schottky-Sperrschicht im Gate benutzt wird, statt einer Oxid Schicht. Das ist ein sehr wichtiger Punkt. Anders gesagt, fast keine GaAs FET Gates sind isoliert vom D-S Kanal aufgebaut. Die maximale Gatespannung muß daher 0 V betragen. Er brauch kein Dielektrikum wie der MOSFET, sodaß wenn eine positive Spannung am Gate angelegt wird, der Strom direkt durchfließt. Weil das Gate ein sehr kleines Stück Metall ist (0,5u-lu-2u), verschmilzt die Gate-Elektrode in fast allen Gehäusen. Fig. 1 zeigt das Kennlinienfeld eines MESFETs. Eine Linearverstärkerschaltung ist meistens die Grundlage für die Vorspannungserzeugung des GaAs MESFETs. Das ist Praktisch und auch bei anderen Schaltungen vortwilhaft, aber es berücksichtigt nur die Gate-Vorspannung allein, der Bereich muß von  $I_{DSS}$  ( $V_g=0$ ) bis  $I_D=0$  (bei abklemmen)  $V_g=V_p$  reichen. In diesem Bereich hat die Spannung  $V_{DS}$  nur geringen Einfluß auf den Strom  $I_D$ . Durch Änderung der Gatespannung  $V_g$  kann der Drain-Source-Strom kontrolliert werden. Fig. 2 zeigt die Übertragungskennlinie eines GaAs FETs mit N-Kanälen. Diese FET Übertragungskennlinie ist ein wichtiger grundlegender Parameter für Schaltungseinzelheiten, weil sie die Vorspannung und den Arbeitspunkt bestimmt. Die Arbeitspunktlinie in Fig. 2 steht in direktem Bezug zur Steilheit  $g_m$ .

Die Steilheit ist definiert als Verhältnis der Änderung im direkten Strom zu der kleinen Spannungsänderung zwischen Gate und Source., Dieses wird allgemein als quadratische Kennliniencharakteristik beschrieben und die Gleichung dazu zeigt  $I_D = I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_p)^2$  (1)

Wenn  $I_D$  im Ausdruck (1) nach  $V_{GS}$  differentiiert wird ist das Ergebnis

$$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = -\frac{2I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right) = g_m \quad (2)$$

und die Steilheit kann für jeden Wert von  $V_{GS}$  errechnet werden.

#### Vorspannung und Arbeitspunkt

Die wichtigste Eigenschaft, die zu berücksichtigen ist, wenn man eine Vorspannungserzeugung eine Vorverstärker GaAs FET-Schaltung konstruiert ist die frühe Berücksichtigung der Kennlinien. Hauptsächlich gibt es zwei Methoden um die Vorspannung für den GaAs FET zu erzeugen. 1. Zwei Spannungsquellen Fig. 3 zeigt eine Vorspannungserzeugung mit zwei Spannungsquellen, mit der Beziehung  $V_p < V_{GS} < 0$ , die praktisch erfüllt sein muß,  $V_{GS}$  kann aus (1) hergeleitet werden  $V_{GS} = V_p \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right)$  (3)

#### 2. Selbstvorspannungserzeugung

Fig. 4 zeigt die universellste Methode um das Potential zwischen Gate und Source zu senken, wenn nur eine Spannungsquelle vorhanden ist. Wenn der Sourcewider-

stand  $R_s$  ist und der Betriebsstrom  $I_d$ , dann ist der Spannungsabfall an  $R_s = I_d \times R_s$ . Die Spannung zwischen Gate und Source ist nun  $V_{gs} = -I_d \times R_s$  (4); die negativ ist, sodaß der FET angesteuert werden kann. Der Wert von  $R_s$  ist aus den Gleichungen (3) und (4) zu errechnen.

$$R_s = -\frac{V_{gs}}{I_d} = -\frac{V_p}{I_d} \left(1 - \sqrt{\frac{I_d}{I_{dss}}}\right) \quad (5)$$

Fig. 5 zeigt die fünf grundlegenden Vorspannungserzeugungsvarianten, A bis E. A ist die Version mit zwei Spannungsquellen, die hauptsächlich für höhere Frequenzen geeignet ist. Wenn das Source direkt auf Masse liegt, kann die Sourceinduktivität sehr klein gehalten werden. Bei dieser Methode wird höhere Verstärkung und eine bessere Eingangerauswahl erreicht, speziell bei höheren Frequenzen. Alle anderen Methoden haben eine Kapazität (Abklatzsch - C) in der Sourceleitung. Selbst wenn der Kondensator hochfrequenzmäßig sehr Verlustarm ist, bleibt ein Verlust ( $\tan \delta$ ), der durch das Dielektrikum des Materials bedingt ist. Sogar bei Chip-Cs ist immer noch ein induktiver Anteil vorhanden, dadurch muß man speziell bei höheren Frequenzen vorsichtig sein. Typ D und E in fig. 5 benötigen nur eine Spannungsquelle, sie sind vergleichbar mit der oben beschriebenen Methode. Ein Vorteil dieser Methode ist, wenn die Sourcespannung ansteigt, dementsprechend auch die Potentialdifferenz an  $R_s$  ansteigt, der in Reihe mit dem Source liegt;  $R_s \times \Delta I_d$ .  $\Delta I_d$  ist die Änderung des Drainstromes hervorgerufen durch die Änderung der Sourcespannung. Eine Drainstromerhöhung wird so automatisch unterdrückt, durch die entsprechend negative Gate Vorspannung. Wenn nur eine Spannungsquelle zur Verfügung steht sollte man Typ D auswählen, bei negativer Spannung Typ E.

Fig. 5 zeigt auch eine Anordnung wenn zwei Spannungsquellen zur Verfügung stehen. Es ist zu Verhindern, daß zuviel Strom durch den FET fließt. Der GaAs FET von dem hier die Rede ist, hat eine sehr große Steilheit und eine sehr gute Frequenzcharakteristik. Wenn die Gatespannung nahe null ist und die Steilheit  $g_m$  maximal, dann kann es vorkommen, daß der FET schwingt. Aus diesem Gründe sollte eine Vorspannungserzeugung benutzt werden, die eine negative Gatevorspannung hat und dann das Drain mit positiver Spannung ansteuert. Es gibt leichte Unterschiede in der Vorspannungserzeugung für Leistungs-FET-Stufen und Kleinsignalverstärkerstufen, aber die beschriebenen Methoden können für beide Fälle berücksichtigt werden.

Nun ein Schritt weiter; es wird eine praktische Vorspannungsschaltung untersucht. Es ist wichtig:

- 1) Die richtige Betriebsspannung und den richtigen Strom zu haben
- 2) Ein hohes Maß an Stabilität zu sichern

Fig. 6 zeigt die Vorspannungslinie und alle möglichen Arbeitspunkte. Die Vorspannung kann in diesem Bereich wie folgt berechnet werden:

$$V_{gsq} = I_q \times R_s$$

Mit einem gegebenen Vorspannungsbereich kann der Arbeitspunkt für maximale Amplitude, P, bzw. für kein Signal Q berechnet werden. Der Unterschied des Stromes von Punkt P zu Punkt Q, oder  $\Delta I_q$  ist dann folglich

$$\Delta I_q = I_q(\max) - I_q(\min)$$

Dies zeigt, daß bei einer Änderung von  $I_q$  die Drainspannung sich nur mit  $R_d \times \Delta I_q$  ändert. Wenn der Signalmittelpunkt (Nulldurchgang bei einem Sinus zB.) nicht im Mittelpunkt von der Vorspannungslinie liegt und herausragt in eine Richtung, wird die Wellenform verändert. Auch die Verstärkung geht zu rück und Gleichspannung fließt durch das Gate. Die maximale Spannungsänderung zwischen Gate und Source, wenn kein Signal anliegt ist

$$\Delta V_{gsq} = V_{gsq}(\max) - V_{gsq}(\min)$$

$I_q$  ist eine Funktion aus Temperatur und  $V_{gsq}$   $I_q = f(T, V_{gsq})$ . Bei einer Temperaturänderung von  $\delta T$ , ändert sich  $I_q$  nur mit  $\delta T$ .

$$\delta I_q(1 + g_m \times R_s) = \frac{\partial I_q}{\partial T} \delta T$$

Wenn  $R_s = \emptyset$ , dann ist die Gleichung so zu betrachten, als ob kein Serienwiderstand vorhanden wäre :

$$\frac{\partial I_q}{\partial T} \times \delta T = \delta I_q(0)$$

Diese Gleichung repräsentiert den Drift. Der Vorspannungsstabilitätskoeffizient ist definiert als

$$S = \frac{\text{Schwankung von } I_q \text{ in Beziehung zu } R_s}{\text{von } I_q \text{ unabhängig von } R_s} = \frac{\delta I_q}{\delta I_q(0)} = \frac{1}{1 + g_m \times R_s} \quad (6)$$

Das bedeutet, daß die Schwankungen im Gesamtzusammenhang geringer sind durch die Rückkopplung über  $R_s$ . Dieser Effekt ist teilweise wichtig, wenn Kleinsignalstufen mit FETs konstruiert werden sollen. Fig.7 gibt ein Beispiel für eine Vorspannungsschaltung. Es können Änderungen von  $I_{DSS}$  und  $V_p$  auftreten; es ist sehr wichtig, daß die Vorspannungserzeugung diese Änderungen ausgleichen kann, der optimale Arbeitspunkt erhalten bleibt und auch Temperaturschwankungen neutralisiert werden können. Die Schaltung in fig.7 ist grundsätzlich eine feste Vorspannungserzeugung und nicht eine mit Selbsterzeugung. Die Gegenkopplung ist in der Schaltung gewährleistet durch  $R_s$  in der Sourcezuleitung.

Die Spannung zwischen Gate und Source ist  $V_{gs} = - I_d \times R_s$  in einer selbsterzeugten Vorspannungsschaltung; und wenn  $I_d$  bekannt ist, kann  $R_s$  berechnet werden. In solch einer festen Vorspannungserzeugung ist die Gatespannung abhängig von  $R_s$  und  $I_d$ . Folgendermaßen ist es verständlich wenn der Wert von  $R_s$  höher sein kann, als bei einer selbsterzeugten Vorspannung; und der Stabilitätsfaktor  $S$  kann dadurch verbessert werden.

In diesem Teil werden Beispiele mit Erklärung für GaAs FET Anwendungen gegeben. Als erster Faktor wird die Kreuzmodulationsfestigkeit betrachtet, wo der FET dem bipolaren Transistor überlegen ist. Danach Schaltungen für Kleinsignalverstärker und Leistungsstufen.

#### 1. Klirrfaktor

Die Übertragungscharakteristik von einem GaAs FET kann annähernd erreicht werden; wie in Ausdruck (1) gezeigt wurde. Wenn die Übertragungscharakteristik perfekt mit solch einer Gleichung dargestellt werden könnte, dann erhöht sich die zweite Harmonische zu ihrem Maximum und schließt die höheren harmonischen Komponenten mit ein. Um den Wert festzustellen, der 2. Harmonischen für eine Grundfrequenz, wird die gesamte Eingangsspannung und der gesamte Ausgangsstrom in eine Gleichung eingesetzt. Wenn kein Signal anliegt, ist der Drainstrom

$$I_d = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \quad (7)$$

Wird nun eine einfache Sinusspannung ( $V \sin \omega t$ ) zu dem (nicht)-Signal addiert folgt daraus  $v_{gs} = V_{GSQ} + V \sin \omega t$   
Wenn der Ausdruck geordnet und in den folgenden eingesetzt wird, dann ist der Klirrfaktor  $KF$

$$KF = \frac{\text{Relativwert der 2. Harm.}}{\text{der Grundwelle}} = \frac{V}{4 \times (V_{GS} - V_p)} \quad (8)$$

$V$  ist die maximale Amplitude des Signals. Wie Gleichung (8) zeigt, ist der Klirrfaktor am niedrigsten, wenn  $V_{GSQ}$  null ist. Wenn das Eingangssignal größer wird und in die Nähe der Gatevorspannung kommt erhöht sich natürlich auch der Klirrfaktor.

Als nächstes sehen wir uns das Kreuz-(Inter)modulationsverhalten an, das entsteht, wenn zwei verschiedene Sinusspannungen zugleich verstärkt werden.  $V_{gs} = V_{GSQ} + V_1 \sin \omega t + V_2 \sin \omega t$

Wenn der Ausgangsstrom die Summe und Differenz von zwei Sinuskomponenten enthält, dann ist der Intermodulationsfaktor (IM) wie folgt definiert :

$$IM = \frac{\text{relativer Wert vom Intermodulationsanteil}}{\text{Grundfrequenzanteil}} = \frac{V_1 \times V_2}{2 (V_{GSQ} - V_p) (\sqrt{V_1^2 + V_2^2})^{1/2}} \quad (9)$$

Der Abschluß folgt in Heft 1/84