

HF Leistungsverstärker

Eine Einführung

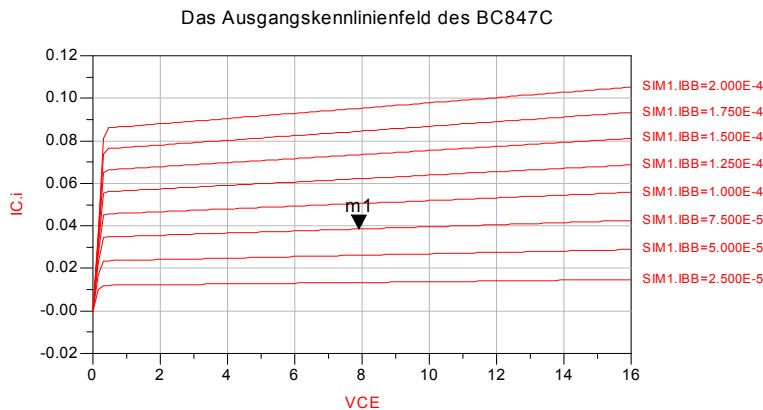
Bei der Entwicklung von Leistungsverstärkern steht an erster Stelle die Erlangung einer möglichst hohen HF-Signalleistung am Ausgang der Endstufe bei gleichzeitig möglichst hohem Wirkungsgrad. Der Wirkungsgrad wird wie folgt definiert:

$$\eta = \frac{\text{abgegebene_Wechselleistung_am_Ausgang}}{\text{aufgenommene_Leistung_aus_der_Spannungsversorgung}}$$

Durch die Forderung nach maximaler Signalleistung am Ausgang bedingt, muss das aktive verstärkende Element der letzten Stufe so weit wie möglich angesteuert werden. In dieser Einführung beschränken sich die Betrachtungen auf Transistoren. Eine einfache und häufig angewandte Methode um Transistorendstufen auf maximale Ausgangsleistung ausulegen soll im Folgenden vorgestellt werden.

Die Ausgangsanpassung mittels Lastwiderstandsgeraden (load line matching)

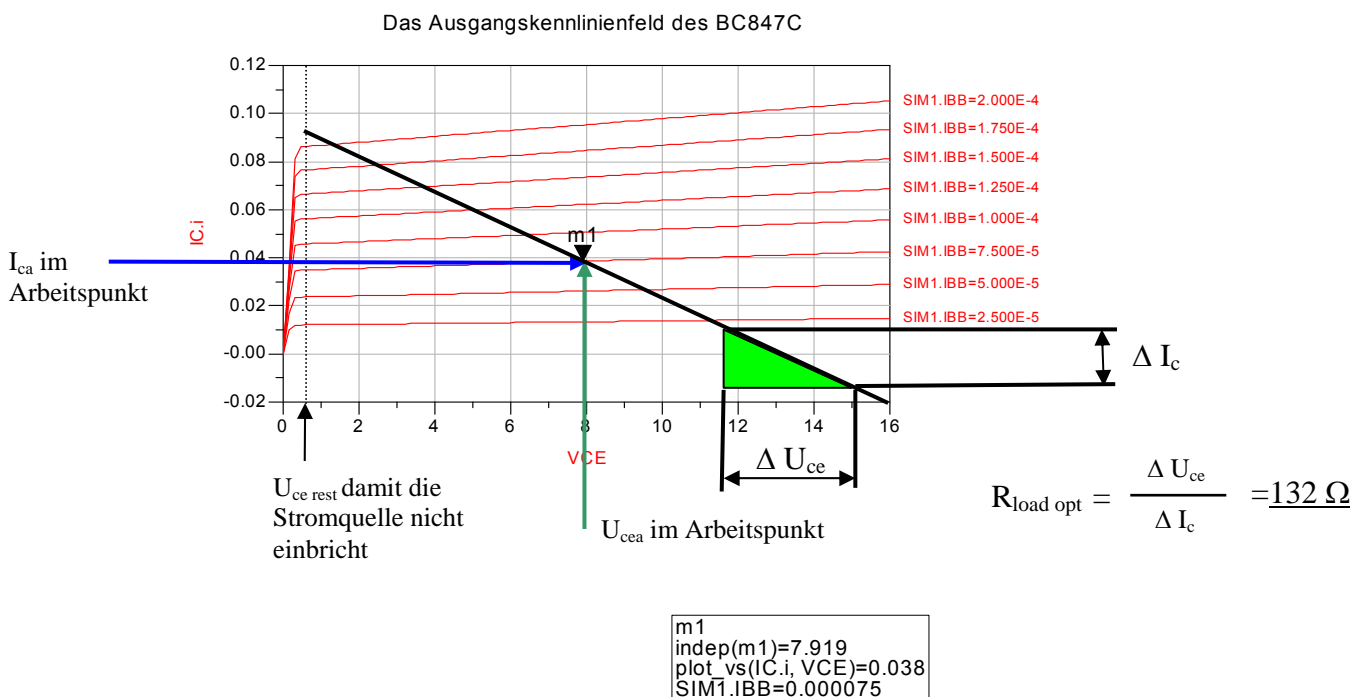
Der Ausgang eines Transistors lässt sich als eine vom Eingang fast leistungslos gesteuerte Stromquelle mit relativ großem Ausgangswiderstand beschreiben. Dass dieses Modell ganz gut passt, kann man sich an einem Ausgangskennlinienfeld eines beliebigen Bipolartransistors oder auch am Beispiel eines Feldeffekttransistors klarmachen. Der BC847C ist zwar nur ein universeller Bipolartransistor für kleine Leistungen im NF Bereich, zeigt aber auch gut das typische Stromgeneratorverhalten am Transistorausgang. Der Arbeitspunkt ist durch Marker 1 gekennzeichnet. Das Arbeitspunktbeispiel stellt den A-Betrieb dar:



```
m1
indep(m1)=7.919
plot_vs(IC.i, VCE)=0.038
SIM1.IBB=0.000075
```

Jeder einzeln im Diagramm dargestellte I-U Verlauf weist nach dem anfänglichen Knick einen annähernd waagerechten Verlauf auf. Das entspricht dem Verhalten einer Stromquelle: Unabhängig davon welche Spannung anliegt fließt durch sie ein konstanter Strom. Das Steuern dieser Stromquelle erfolgt durch den sehr kleinen Basisstrom. Der im obigen Diagramm eingetragene unterste Verlauf entsteht bei 25µA Steuerstrom = Basisgleichstrom am Eingang. In 25µA Schritten gesteigert sind dann 7 weitere I-U Verläufe beispielhaft dargestellt. Lässt man also den Basisstrom zwischen 25µA (unterster Verlauf) und 200µA (oberster Verlauf) sinusförmig pendeln, dann pendelt die Ausgangsstromquelle zwischen 11mA (unterster Verlauf) und 95mA (oberster Verlauf). Zwischen diesen beiden Werten könnte bei diesem Transistor der Spitze-Spitze-Wert des Signalausgangsstromes im ersten Ansatz zu liegen kommen.

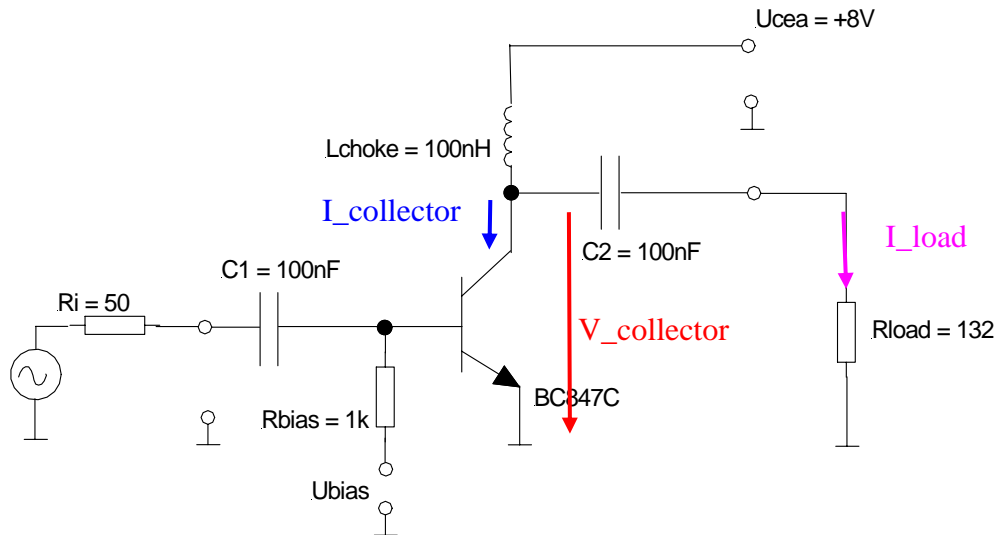
Die am Ausgang machbare Stromschwingung ist so erst einmal erklärt. Es müssen natürlich die Grenzwerte des Transistors eingehalten werden. Der vom Hersteller vorgegebene maximal erlaubte Kollektorstrom oder beim FET der höchstzulässige Drainstrom darf niemals überschritten werden. Um die größtmögliche Leistung zu erhalten muss jetzt noch eine möglichst große Spannungsaussteuerung am Ausgang realisiert werden. Bei HF-Leistungsverstärkern erfolgt die Kollektorstromzufuhr meist über eine Drossel als Induktivität oder ein Leitungsstück. Daher ist die angelegte Gleichspannung mal abgesehen von den Drosselgleichstromverlusten gleich der Kollektorgleichspannung. Das bedeutet, dass die Amplitude der negativen Spannungshalbwellen theoretisch bis herunter zu 0V reichen kann. In den I-U Verläufen des Ausgangskennlinienfeldes ist aber der Knickbereich gut zu erkennen. Sinkt die Spannung unter einen bestimmten Minimalwert, dann bricht der oben beschriebene Stromgenerator zusammen. Das muss möglichst vermieden werden. Deshalb lässt man die negative Spannungshalbwellen nicht ganz auf 0 V herunter sondern nur auf ungefähr 5 bis 10% der Kollektorgleichspannung. Die Konstruktion der Lastwiderstandsgeraden benötigt zwei Punkte. Erstens den Gleichstromarbeitspunkt und zweitens die oben beschriebene Kollektorrestspannung beim maximal erlaubten Kollektorstrom:



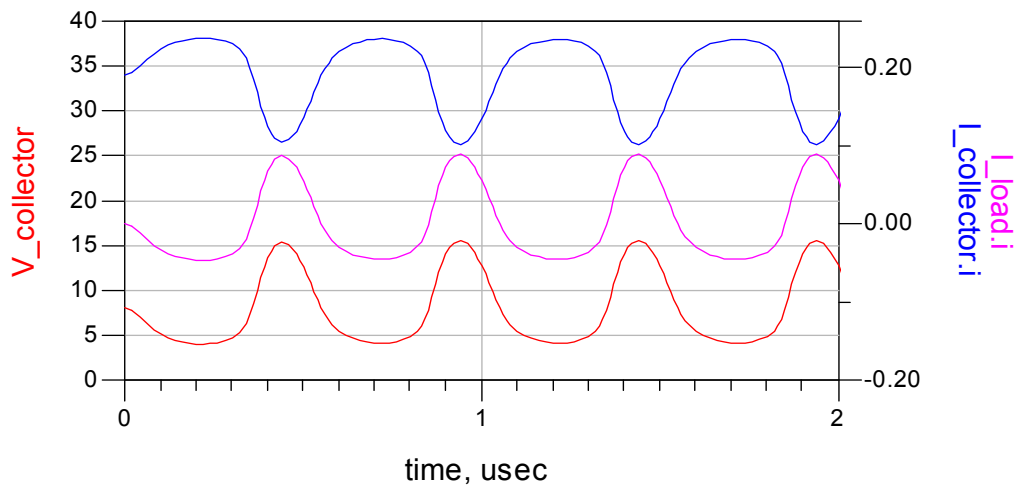
Der optimale Lastwiderstand für den Transistor ergibt sich jetzt aus dem Kehrwert des Anstieges der Lastwiderstandsgeraden. Kann der Transistor mit seiner Ausgangsstromquelle in diesen Lastwiderstand $R_{\text{load opt}}$ hineinarbeiten, so wird die maximale Ausgangsleistung im Lastwiderstand erreicht. Da die negative Halbwellen der Ausgangsspannung am Lastwiderstand von U_{cea} bis fast 0 reicht muss die zugehörige positive Halbwellen wenn eine Sinusschwingung vorausgesetzt wird bis zu $2 \cdot U_{cea}$ hinaufreichen. Die maximal erlaubte Kollektor-Emitterspannung des verwendeten Transistors muss daher größer als $2 \cdot U_{cea}$ sein. Der Ansatz mit der Lastwiderstandsgeraden gewährleistet, dass zum einen die maximal mögliche Stromamplitude und zum anderen auch die maximal mögliche Spannungsamplitude zustande kommt. Würde der Lastwiderstand in unserem Beispiel größer als 132Ω gewählt werden, dann verlief die zugehörige Lastwiderstandsgerade flacher. Bei unverändert maximal möglicher Spannungsamplitude könnte dann nicht mehr der maximal mögliche Strom fließen. Der Transistorausgang ist überspannt. Umgekehrt bei zu kleinem Lastwiderstand kann zwar die Stromamplitude voll durchgesteuert werden, jedoch bildet sich am zu kleinen Widerstand nur eine zu kleine Spannung ab. Der Transistorausgang ist unterspannt. In beiden beschriebenen Fällen wurde das maximal mögliche Produkt aus Strom und Spannung verfehlt. Der Transistor liefert nicht die maximal mögliche Ausgangsleistung. Das Ausgangsanpassungsnetzwerk muss deshalb so transformieren, dass die Transistorausgangsstromquelle durch dieses Netzwerk mit $R_{\text{load opt}}$ belastet wird.

Ein Verstärkerbeispiel im A-Betrieb für $f=2\text{MHz}$

An einer Einzeltransistorstufe mit ganz wenigen Bauelementen und dem Beispieltransistor wird das Ergebnis der Anpassung mit Hilfe der Lastwiderstandsgeraden im nichtlinearen Simulator überprüft und dabei Besonderheiten des Großsignalbetriebes aufgezeigt:

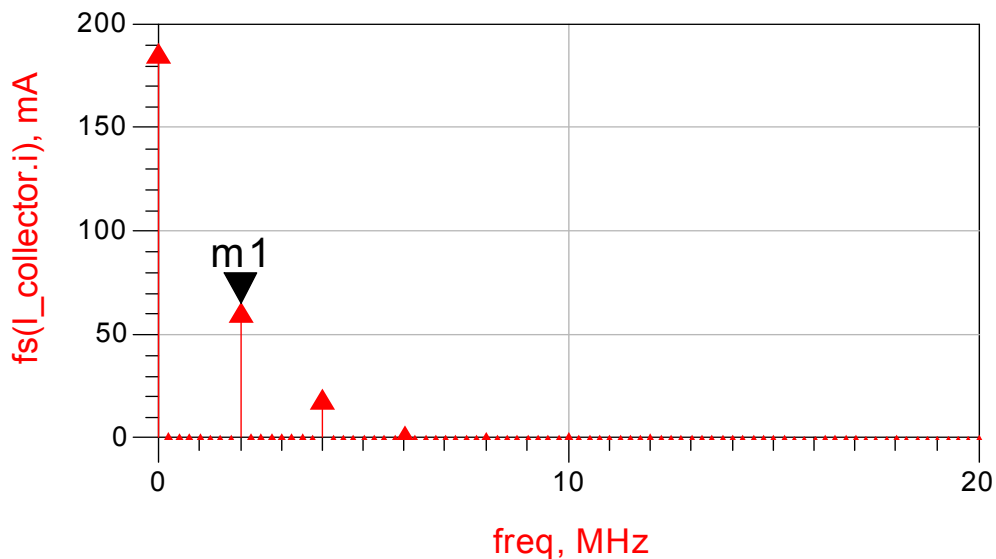


Die zeitlichen Verläufe des Kollektorstromes, des Laststromes und der Spannung am Kollektor an dieser Einzeltransistorstufe wurden für ein sinusförmiges Eingangssignal mit $f = 2\text{MHz}$ simuliert.



Der blau dargestellte Kollektorstrom enthält als Gleichanteil den I_{ca} im Arbeitspunkt (Siehe I-U Verläufe und Marker m1). Hinter dem Kondensator C2 fließt der Wechselstrom I_{load} ohne Gleichanteil in den R_{load} hinein. Bei rein reeller Last entsteht hier die Lastwechselspannung $I_{load} * R_{load}$. Vor dem Kondensator C2 überlagert sich diese Wechselspannung mit der dort anliegenden Arbeitspunktgleichspannung U_{cea} . Siehe auch die 8V bei $0\mu\text{s}$ im roten Kollektorspannungsverlauf. So entsteht die Spannungsverdopplung. Was sofort auffällt ist die fehlende Sinusform von Strom und Spannung. Sie entsteht durch die nichtlineare Transistorsteuerkennlinie $I_c = f(U_{be})$, die beim Großsignalbetrieb über einen weiten Bereich vom Signal abgefahren wird.

Da ein periodisches Signal vorliegt, muss es sich aus einer endlichen Menge von Sinusfunktionen zusammensetzen lassen. Eine Spektrumanalyse des Stromes zeigt das:

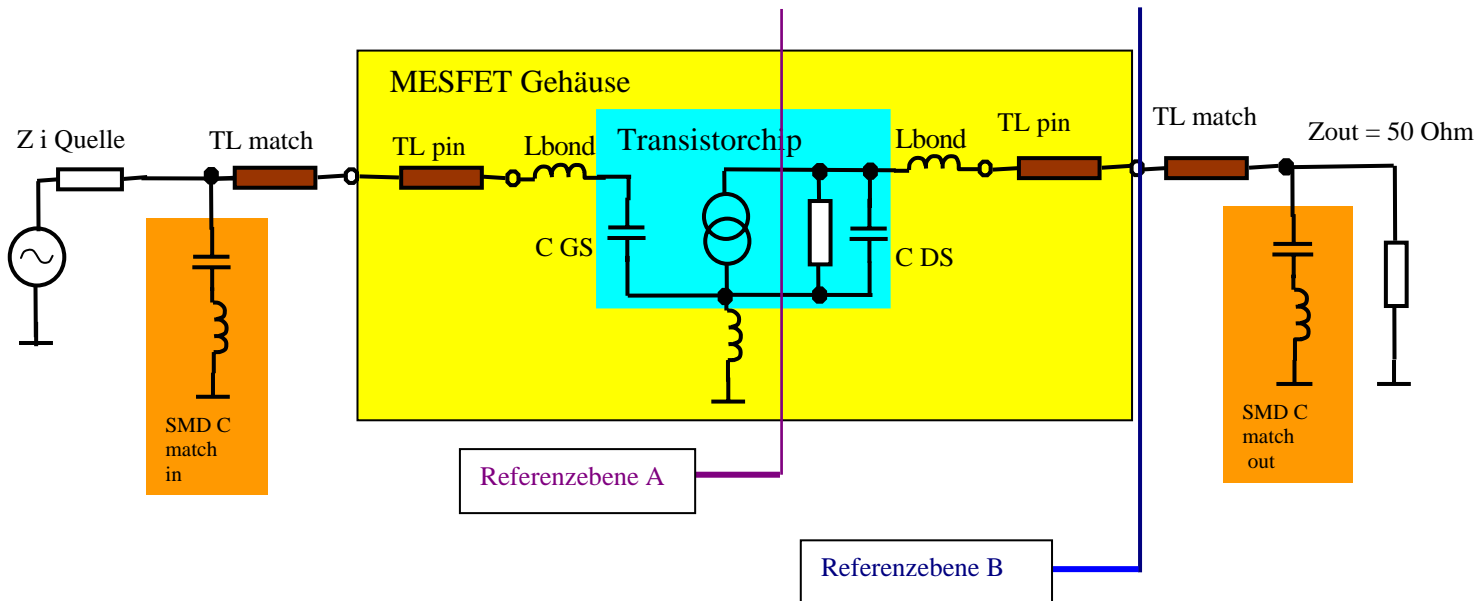


m 1	
freq=2.0000MHz	
fs(I_collector.i)=0.065 / -143.860A	

Marker m1 zeigt auf den Grundwellenanteil des Stromes. Die Anteile bei 4 und 6 MHz sind deutlich zu erkennen. Durch den Betrieb im Großsignal ist der Strom bereits so verzerrt, dass er deutliche Oberwellenanteile aufweist. Stark oder voll ausgesteuerter A-Betrieb ist daher oft alles andere als linear. Da über die gesamte Periodendauer des Signals der Kollektorstrom immer größer 0 bleibt und nicht vollständig abgeschaltet wird ist es ein A-Betrieb. Die Frequenz bei diesem Beispiel wurde bewusst so niedrig gewählt, damit die Einflüsse vom Transistorgehäuse noch nicht zur Geltung kommen. Nur auf diese Weise lässt sich der hier dargestellte Effekt ungefiltert zeigen. Die hier beschriebene Stufe lässt sich auch gut aufbauen und mit einem einfachen Oszilloskop untersuchen. Die Eingangssignalerzeugung ist mit einem Funktionsgenerator machbar. Es muss für eine ausreichende Kühlung des Beispieltransistors gesorgt werden!

Ein HF Verstärkerbeispiel für $f=2\text{GHz}$

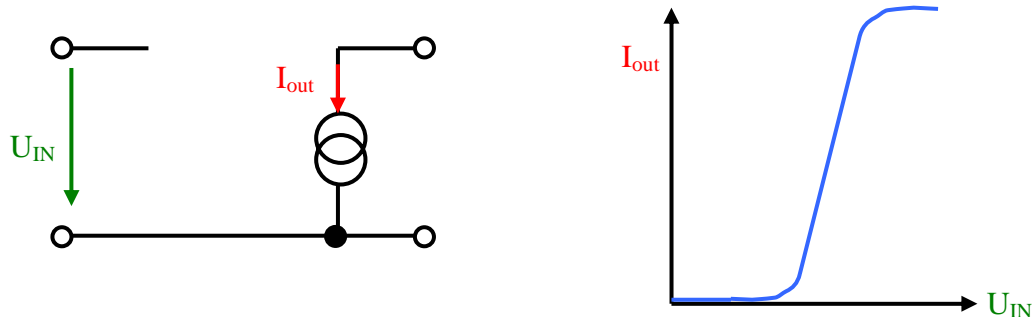
Bis zu dieser Stelle wurde noch keine spezielle HF Problematik dargestellt. Der Ansatz mit der Lastwiderstandsgeraden ist für Leistungsverstärker im Niederfrequenzbereich in der dargestellten Form möglich und gut machbar, da bei 2MHz die Einflüsse des Transistorgehäuses und der Zuleitungslängen vernachlässigbar sind (Freiraumwellenlänge = 150m). Betrachten wir ein Beispiel bei 2GHz! Die Freiraumwellenlänge beträgt dann nur noch 15 cm., Zuleitungsinduktivitäten durch Bonddrähte und Gehäusekapazitäten bilden jetzt im Unterschied zum 2 MHz-Fall nennenswerte Blindwiderstandsbeträge. Ein 2nH Bonddraht weist beispielsweise $j25\Omega$ Blindwiderstand auf. Durch diese Ansammlung von parasitären Reaktanzen entstehen gewollt oder ungewollt passive Netzwerke die Transformationen verursachen. Gemäß dem Ansatz mit der Lastwiderstandsgeraden muss die Transistorausgangsstromquelle wieder mit dem optimalen R_{load} belastet werden um den maximalen Ertrag an Leistung zu gewährleisten:



Der Weg von der Stromquelle auf dem Chip zum Anschlusspin führt durch das angesprochene nicht mehr vernachlässigbare passive Netzwerk aus parasitären Reaktanzen und auch kleinen Leitungsabschnitten nach draußen. Hier draußen muss jetzt eine von $R_{\text{load opt}}$ verschiedene Impedanz angeschlossen werden. Sie muss so dimensioniert werden, dass sie über das Transformationsnetzwerk und alle weiteren Leitungslängen den optimalen R_{load} auf dem Chip für die Stromquelle als Last zur Verfügung stellt. Das ist die Referenzebene A. Die Gehäuseabgrenzung ist gelb dargestellt. Der durch den Schaltungsentwickler gestaltbare Abschnitt des Transformationsnetzwerkes liegt außerhalb des gelben Bereiches und beginnt in der Referenzebene B. Da das Transformationsnetzwerk aus Reaktanzen und Leitungsstücken besteht, weist es einen Frequenzgang auf. Somit unterliegt die Bereitstellung des optimalen R_{load} auf dem Chip diesem Frequenzgang. Dadurch unterliegt auch die Erlangung der maximalen Wechselleistung in der Ebene A und damit auch am Ausgang diesem Frequenzgang. Die Kunst des PA (power amplifier) Entwicklers besteht nun darin, durch geschickte Auslegung des zusätzlich möglichen Transformationsnetzwerkes zwischen Transistorausgang und abschließender Last die gewünschte maximale Wechselleistung in der benötigten meist möglichst groß gewünschten Bandbreite zu verwirklichen. Weiterhin kann man sich überlegen, dass die verschiedenen Spektralanteile des Stromes auch dieses Netzwerk passieren müssen und durch den Frequenzgang des Selben gewichtet werden. Das Anpassnetzwerk weist daher immer auch eine Filtercharakteristik auf. Gerne werden hier Tiefpassstrukturen verwendet, da dadurch die Oberwellen zusätzlich unterdrückt werden.

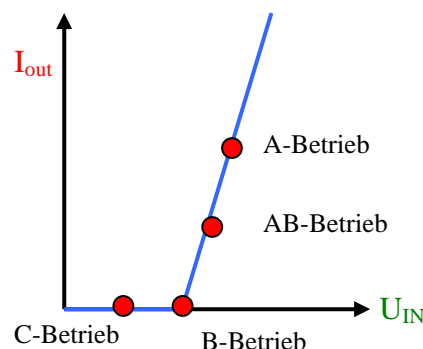
Arbeitspunkt und Betriebsarten beim HF Leistungsverstärker

Im Kapitel zur Anpassung mit Hilfe der Lastgeraden wurde dargestellt, dass ein Transistor sich wie eine gesteuerte Stromquelle verhält, wenn beim dynamischen Aussteuern eine Kollektorrestspannung von ungefähr 5% verbleibt. Diese Ausgangsstromquelle wird durch die Spannung am Transistoreingang gesteuert. Ganz stark vereinfacht erhält man folgendes Zweitor als Ersatzschaltung, was für die im Folgenden dargestellten Sachverhalte aber völlig hinreichend ist. Das dazugehörige Diagramm zeigt eine mögliche Steuerkennlinie:



Der charakteristische Knick in der Kennlinie entsteht durch das nichtlineare Gleichstromverhalten des Transistoreinganges, der zum Beispiel beim Bipolartransistor durch die Basis-Emitter-Diode gebildet wird. Der Bereich hinter diesem ersten Kennlinienknick verläuft dann **annähernd** linear bis zum Beginn des zweiten Knickes, der durch Sättigungseffekte verursacht wird. Der Strom kann ab hier nicht mehr so stark ansteigen, da die Aufnahmefähigkeit des Transistorausganges für Ladungsträger erschöpft ist. Auf Felleffekttransistoren sind die folgenden Betrachtungen ebenfalls übertragbar. Auch hier muss die ansteuernde Gate-Source-Spannung erst eine gewisse Schwelle erreichen, damit der annähernd lineare Zusammenhang zwischen steuernder Spannung und gesteuertem Ausgangsstrom erreicht wird. Auch beim FET ist die Aufnahmefähigkeit des Kanals für weitere Ladungsträger irgendwann erreicht und es kommt dadurch zum zweiten oberen Knick in der Kennlinie. Abhängig von Kanaltyp und FET Aufbau kann U_{IN} auch ein negatives Vorzeichen aufweisen.

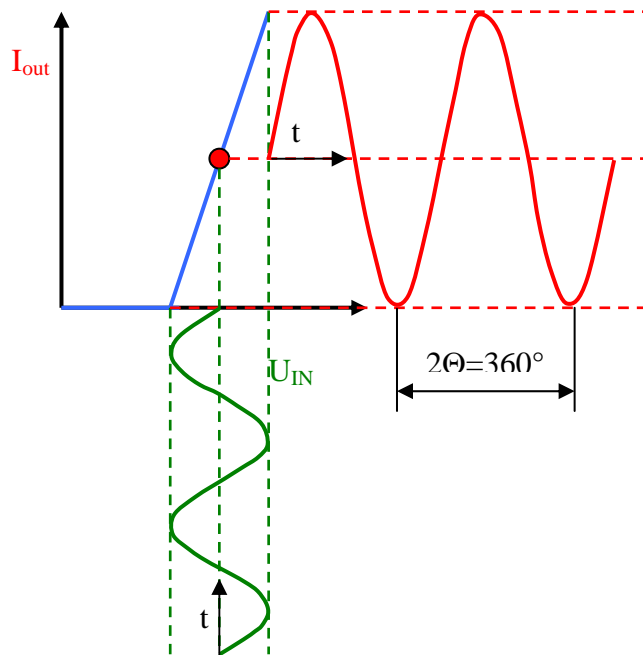
Zur Erklärung der 3 Grundbetriebsarten A-, B- und C-Betrieb soll die Steuerkennlinie vereinfacht, idealisiert werden. Dadurch lässt sich der Stromflusswinkel und die Effekte die durch seine Reduktion entstehen besser erklären, weil eine Vermischung mit Ergebnissen, welche durch den verrundeten nichtidealen 1. Knick entstehen vermieden wird. Der genaue Knickverlauf und sein Einfluss sei späteren Untersuchungen vorbehalten. Die vereinfachte Steuerkennlinie besteht jetzt aus nur zwei geraden für sich alleine betrachteten linearen Abschnitten. Vor dem Erreichen der Schwellspannung fließt gar kein Strom, nach dem Überschreiten der Schwellspannung steige der Strom linear zur Steuerspannung steil an. Übersteuert bis in den zweiten Knick wird bei den folgenden Betrachtungen auch nicht. Mit dem Gleichanteil der Eingangssteuerspannung wird der Arbeitspunkt und damit der Ruhestrom eingestellt. Das ist der Strom, der bei ausgeschaltetem HF Eingangssignal im Transistorausgang fließt. Für A-, AB-, B- und C-Betrieb sind beispielhaft vier Arbeitspunkte in die idealisierte Steuerkennlinie eingetragen:



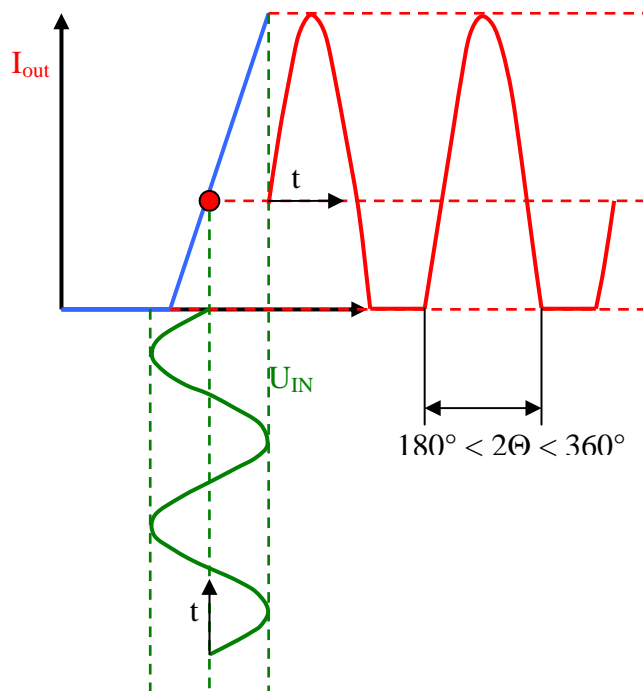
Beim B und C Betrieb ist der Gleichanteil der Eingangssteuerspannung so gering eingestellt, dass ohne ein zusätzlich eingekoppeltes HF Eingangssignal kein Ausgangsstrom fließt. Beim B-Betrieb liegt er genau auf dem idealisierten Knick. Anmerkung: In der Praxis fließt durch den realen gekrümmten Steuerkennlinienverlauf jedoch ein kleiner Ruhestrom.

In den 4 folgenden Grafiken wird für die 4 Grundbetriebsarten dargestellt, wie das HF-Eingangssignal als Wechselanteil der Eingangssteuerspannung den Ausgangsstrom um den Arbeitspunkt herum pendeln lässt und wie durch die unterschiedliche Lage der 4 Arbeitspunkte der zeitliche Verlauf des Ausgangsstromes verändert wird. Der zugehörige Stromflusswinkel Θ (Teta) ist im zeitlichen Verlauf des Stromes beispielhaft angetragen. Der Stromflusswinkel ist leider so definiert, dass er eigentlich innerhalb der 2π Periode nur den halben Abschnitt in dem wirklich Strom fließt angibt. Also der Bereich der Periode in dem Strom fließt ist 2Θ :

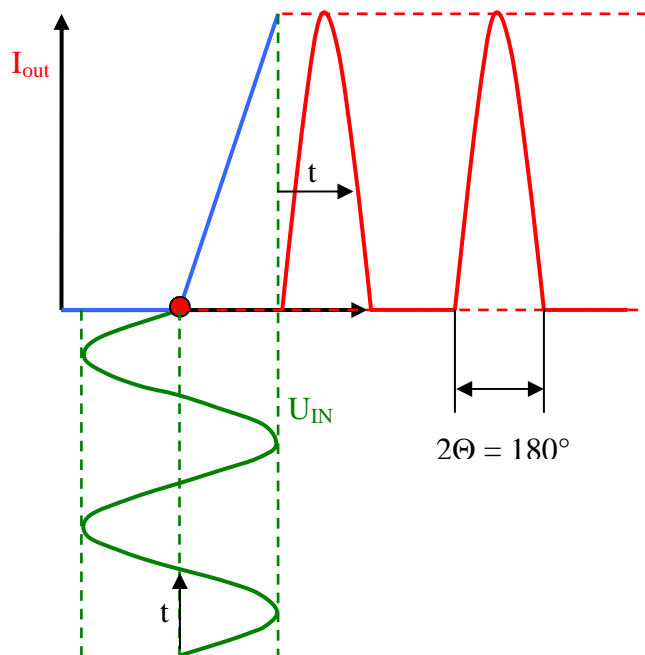
Der A-Betrieb



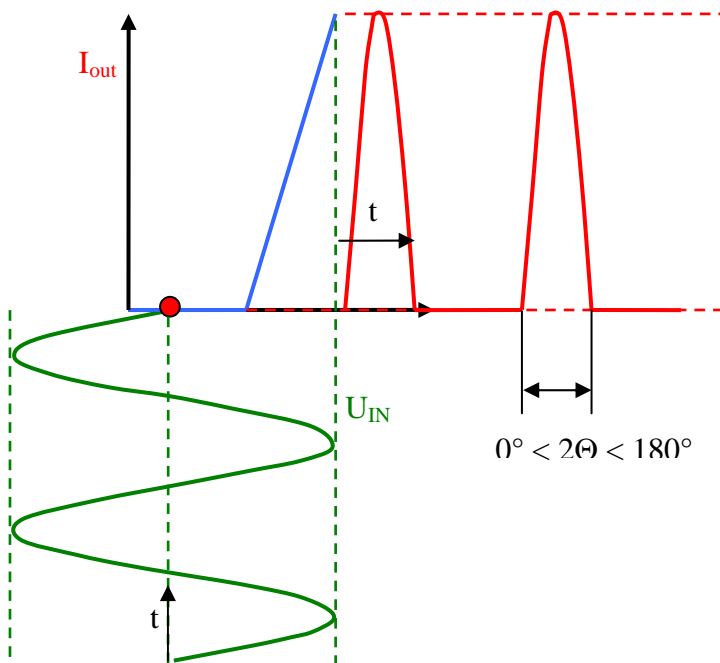
Der AB-Betrieb



Der B-Betrieb



Der C-Betrieb

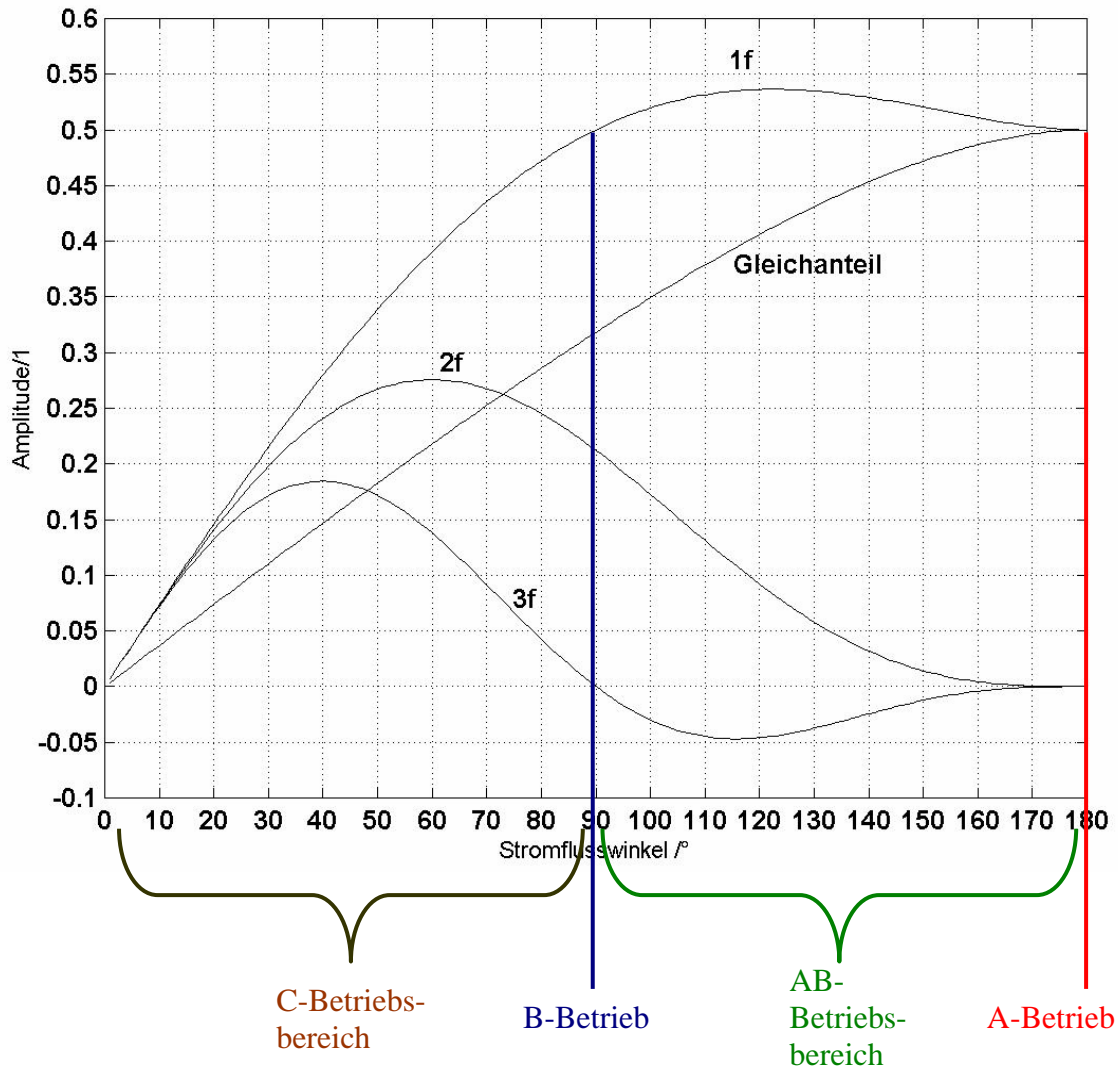


Durch die Zurücknahme des Arbeitspunktes sinkt der Stromflusswinkel Θ . Der Verlauf der Strom-Zeit-Funktion verändert sich dadurch. Die Funktionen lassen sich alle durch eine Fourieranalyse auf ihre spektrale Zusammensetzung hin untersuchen. Durch die Bestimmung der einzelnen Fourierkoeffizienten kann dann der Gleichanteil, die Amplitude der Grundwelle und die Amplituden der weiteren Harmonischen bestimmt werden.

Da die Berechnung der Fourierkoeffizienten recht aufwendig ist, hat man die möglichen Ergebnisse in Abhängigkeit vom Stromflusswinkel in einem Diagramm zusammengefasst. Die abgelesenen Amplitudenwerte beziehen sich auf einen normierten Spitzenstrom von 1:

Das Stromflusswinkeldiagramm

Gleichanteil, Grundwelle und die ersten beiden Harmonischen als Funktion des Stromflusswinkel



Zum Beispiel sei der erlaubte Kollektorstrom 1 A. Dem Diagramm entnimmt man dann für $\Theta = 180^\circ$ die Amplitude 0,5A für die Grundwelle und den Wert 0,5A für den Gleichanteil. Das entspricht einem voll ausgesteuerten A-Betrieb. Der Ruhestrom ist genauso groß wie der erreichbare Scheitelwert des HF-Stromes. Da die Sinusfunktion noch nicht „angeschnitten“ wurde treten keine weiteren Harmonischen auf (Siehe auch Grafik auf S.7).

Durch das „Angeschnittensein“ des sonst sinusförmigen Ausgangsstromes, so wie bei AB-, B- und C-Betrieb in den Grafiken dargestellt entstehen die harmonischen Anteile in dessen Spektrum. Die scharfen Ecken in den Stromverläufen sind in der Praxis aus zwei Gründen meist nicht mittels Messtechnik wiederzuentdecken. Erstens ist der Kennlinienverlauf wie Eingangs angesprochen ja nicht ideal geknickt sondern verrundeter und zweitens transformiert und filtert bei hohen Frequenzen bereits das Transistorgehäuse teilweise die sehr hohen Frequenzen heraus, die notwendig sind um diese „eckigen“ Verläufe zu erhalten. Selbst der Messgerätekopf kann schon durch Tiefpasswirkung die wahre Zusammensetzung der Harmonischen verfälschen indem er höhere Harmonische mehr als tiefere unterdrückt.