



M.H. Trompstraat 6
3601 HT Maarssen
Nederland
Tel: + 31 (0) 346 284004
Fax: + 31 (0) 346 283691
Email: info@totech.nl
Web: www.totech.nl
KvK: 30169033
BTW: NL1731.97.863.B.01

Omhullende (in)stabiliteit van klasse C LC-oscillatoren. Envelope (in)stability of class C LC-oscillators.

Eerste uitgave 18-aug-2004

Versie 1.1, 21-sept-2008, Language: Dutch, Wim Telkamp

Dit document is slechts ter informatie geplaatst op de Website van TeTech. TeTech is niet aansprakelijk voor enige directe of indirecte schade voortvloeiende uit het gebruik van enig gegeven uit dit document. Kopiëren van dit document is toegestaan uitsluitend t.b.v. niet commercieel gebruik, mits in zijn geheel, ongewijzigd en voorzien van bronvermelding. Suggesties tot verbetering zijn zeer welkom.

Locatie <http://www.totech.nl/divers/classCosc.pdf> .

Copyright © 2004-2008, TeTech.

Samenvatting.

Dit document behandelt de werking van de "echte" klasse C oscillator en geeft een ontwerpprocedure. Veel aandacht wordt besteed aan omhullende instabiliteit ("motorboating") en hoe dit te voorkomen. De algemene voorwaarden voor stabiliteit en oscillatie worden zeer summier behandeld. Voor een diepgaande behandeling van stabiliteit van versterkers wordt verwezen naar de Cursus "Instabiliteit in versterkerschakelingen" (<http://www.totech.nl/cursussen.htm>).

Omhullende instabiliteit is het niet constant zijn van de amplitude van het oscillatorsignaal als functie van de tijd. Omhullende instabiliteit ontstaat doordat de versterking van de klasse C versterker voor kleine variaties in ingangsamplitude ($d\hat{U}_v/d\hat{U}_i$) groter kan zijn dan de versterking volgens \hat{U}_v/\hat{U}_i . Hoe kleiner de openingshoek, hoe groter $d\hat{U}_v/d\hat{U}_i$ ten opzichte van \hat{U}_v/\hat{U}_i . In geval van een oscillator kan dit tot gevolg hebben dat voor kleine veranderingen in de amplitude, de rondgaande versterking te groot of te klein wordt.

Om de oscillator te laten aanlopen wordt vaak gebruik gemaakt van zichzelf instellende versterkers op basis van vaste basisstroom of vaste emitterstroom ("Sliding Bias"). Voor dit type versterker is $d\hat{U}_v/d\hat{U}_i$ afhankelijk van frequentie-inhoud van de omhullende variaties. Het gevolg kan zijn dat de oscillator herhaaldelijk aanloopt en weer afslaat.

Een kleine openingshoek in combinatie met grote koppel- en ontkoppelcondensatoren vergroten de kans op instabiliteit van de omhullende. Een hoge Q factor en het toestaan van enige verzadiging verkleint de kans op omhullende instabiliteit.

Met behulp van de gepresenteerde ontwerpprocedure kan een klasse C oscillator ontworpen worden voor bijvoorbeeld DC naar AC vermogensconversie. Geoptimaliseerd wordt op vermogensrendement. Er wordt gebruik gemaakt van inductieve terugkoppeling in een Common Emitter configuratie.

De kennis voor dit document is in een tijd verkregen toen de schrijver voornamelijk Bipolaire Transistors gebruikte. Anno 2004 zijn MOSFET's in veel toepassingen superieur aan BJT's (zowel qua specificaties als prijs). Er is een apart hoofdstuk gewijd aan het gebruik van MOSFET's in klasse C oscillatoren.

De afbeeldingen in dit document met golfvormen zijn verkregen door simulatie met B² spice A/D v4.2 van "Beige Bag" software. De golfvormen komen behoorlijk overeen met de praktische resultaten. De overige afbeeldingen zijn gemaakt met MS Paint. De tekst bij de plaatjes in het Engels.

Inhoudsopgave.

1. Inleiding.	4
2. De oscilleervoorwaarden.	6
2.1. De oscilleervoorwaarden (stationaire benadering).	6
2.2. Nadere analyse van het omhullende gedrag van versterkers.	8
3. Klasse C bedrijf.	10
3.1. Klasse C bedrijf met vaste instelling.	10
3.2. De klasse C versterker met vaste instelling als oscillator?	12
4. De klasse C versterker met "sliding bias".	13
4.1. Inleiding.	13
4.2. Het gedrag van de versterker, langzame omhullende variaties.	13
4.3. Het gedrag van de versterker, step response.	18
5. De versterker met "sliding bias" als oscillator.	21
5.1. Inleiding.	21
5.2. Bedrijf zonder collectorverzadiging.	21
5.3. Verzadigd bedrijf.	22
5.4. Bipolaire Junction Transistors in verzadigd bedrijf.	25
5.5. Overbelasting van de oscillator.	25
5.6. Dynamische instelling.	26
6. Overzichtschemata's voor de klasse C oscillator met "Sliding Bias" en met transformatorterugkoppeling.	27
6.1. Gebalanceerde uitvoeringen.	28
7. MOSFET's in plaats van Bipolair Junction Transistors (BJT's).	30
8. Verkorte ontwerpstrategie klasse C oscillator met één Bipolaire Junctie Transistor.	34
8.1. Benodigde gegevens voor het ontwerp:	34
8.2. Enkele overwegingen:	34
8.3. Een Ontwerpstrategie voor de "echte" klasse C oscillator.	35
8.4. Problemen.	38
8.5. Help, warm ons niet te veel op.	39
9. Slot.	41

1. Inleiding.

In veel toepassingen is het wenselijk om te beschikken over enig AC vermogen of enige AC spanning welke enige stroom kan leveren. Denk bijvoorbeeld aan DC-DC convertors (eventueel galvanisch gescheiden), RF verhitting, laadcircuits voor condensatoren (flitsers en andere pulstoepassingen), spanningsverhogers en signaalgeneratoren (tijdelijk gebruik).

Er zijn veel manieren om AC vermogen op te wekken (brugschakelingen met transformatoren, klasse D en E versterkers, resonante omzetter, gebalanceerde blokgolfoscillatoren, etc). Allen hebben voor- en nadelen. Als het rendement niet al te hoog hoeft te zijn, is de klasse C oscillator met "sliding bias" een alternatief.

De voordelen:

1. Zeer weinig componenten benodigd (in orde van 10 componenten inclusief ont koppeling).
2. nagenoeg sinusvormig uitgangssignaal.
3. uit EMC oogpunt gunstig vanwege afwezigheid van steile flanken.
4. Door de geringe flanksteilheid, geen hoge eisen aan eventuele transformatoren (spreidingszelfinductie [leakage induction]).
5. Relatief "trage" componenten kunnen gebruikt worden.
6. Redelijk stabiele uitgangsspanning bij variabele belasting, onbelast circuit slaat niet op hol.
7. Nullastverlies relatief laag (en bijzonder laag met dynamische bias).

Nadelen:

1. maximaal collector- of drainrendement in orde van 75% (tegenover meer dan 90% voor diverse andere omzetter).
2. Uitgangsspanning is niet regelbaar (evt wel via regeling van de voedingsspanning).
3. De oscillator is niet kortsluitvast (resulteert in hoge stroomopname).
4. Zorgvuldig ontwerp nodig, onder andere ter voorkoming van omhullende instabiliteit (het zogenaamde "motorboating").
5. Een Q factor groter dan 1 vereist enige energieopslag in de spoel en de condensator. Daardoor is meestal een grotere condensator en een groter koper- en kernvolume nodig.
6. Praktisch niet realiseerbaar in geval van hoge frequenties, lage voedingsspanning en groot uitgangsvermogen (onrealistisch kleine zelfinducties).

Naast de genoemde voor- en nadelen is er nog een bijzonder voordeel te noemen voor de oscillator. Veel belastingen zijn niet constant van aard (gedurende langere of kortere tijd). Vaak is de belasting ook niet geheel ohms. In diverse gestuurde omzetter met hoog rendement, zijn extra maatregelen (elektronica) nodig om problemen met reactieve belastingen te voorkomen. Indien bij een oscillator het terugkoppelnetwerk breedbandig is en alle selectiviteit in het uitgangscircuit aanwezig is, leidt een reactieve belasting slechts tot een frequentieverschuiving. Hierbij blijft de uitgangskring in resonantie. De spanning- en stroomvormen blijven daardoor onderling gelijk, daarmee ook het rendement. De schrijver heeft hiervan gebruik gemaakt in klein vermogen ongeregelde DC/DC convertors met galvanische scheiding.

Veel van de mensen die oscillatoren gebouwd hebben, zullen wel eens een oscillator gehad hebben waarvan de uitgangsamplitude en/of frequentie niet stabiel was. Op een oscilloscoop lijkt het of men te maken heeft met een in amplitude gemoduleerd signaal. Dit document gaat op dit fenomeen in, en daarmee behoort nadeel 4 tot het verleden.

2. De oscilleervoorwaarden.

2.1. De oscilleervoorwaarden (stationaire benadering).

De in dit document besproken klasse C oscillator valt onder de categorie van meegekoppelde of regeneratieve oscillatoren. Dit type wordt meestal behandeld aan de hand van de negatieve weerstand methode of methode van terugkoppeling (meekoppeling). In de Cursus "Instabiliteit in Versterkerschakelingen" wordt dit ook gedaan.

Het resultaat van de methode van positieve terugkoppeling luidt:

$$k_f \cdot A_u = 1 + 0j \quad \text{anders geschreven:}$$

$$|k_f| \cdot |A_u| = 1 \quad \text{en} \quad \text{Arg}(k_f) + \text{Arg}(A_u) = 0, 360, 720, \text{ etc}$$

Waarin: $|k_f|$ = de absolute waarde van de spanningsoverdracht van het terugkoppelnetwerk, $|A_u|$ = de absolute waarde van de spanningsversterking van de (klasse C) versterker, $\text{Arg}(k_f)$ is de fasedraaiing van het terugkoppelnetwerk, $\text{Arg}(A_u)$ is de fasedraaiing van de klasse C versterker (voor een CE schakeling doorgaans rond de 180°).

Indien de signalen bekeken worden op een plek waar zij nagenoeg sinusvormig zijn, is deze theorie goed toepasbaar (ondanks dat de transistor in niet lineair bedrijf staat).

Om een in de praktijk stabiel werkende oscillator te verkrijgen zijn er een aantal aanvullende voorwaarden:

1. Op de gewenste oscillatiefrequentie dient de totale fasedraaiing ($\text{Arg}(k \cdot A_u) = \text{Arg}(k) + \text{Arg}(A_u)$) een negatieve afgeleide (versus frequentie) te hebben (zie figuur 1). Als dit niet het geval is, dan loopt de frequentie weg.
2. Bij de gewenste AC spanning dient bij toename van de ingangsspanning $|A_u|$ af te nemen, bij afname van de ingangsspanning dient de versterking toe te nemen. Hierbij wordt vanuit gegaan dat het terugkoppelnetwerk zich lineair gedraagt. Anders gezegd:

$$\frac{d\hat{U}_{U[1]}}{d\hat{U}_{I[1]}} < \frac{\hat{U}_{U[1]}}{\hat{U}_{I[1]}}$$

Hierin is het linkerlid de omhullende versterking voor kleine variaties in $\hat{U}_{I[1]}$ (in dit document ΔA_u genoemd). Het rechterlid is de versterking (in dit document A_u genoemd). De index [1] geeft aan dat bedoeld wordt de eerste harmonische component van de betreffende spanning of stroom. Zie ook figuur 1.

Wordt aan deze voorwaarden niet voldaan, dan slaat de oscillator af, komt niet op gang, loopt vast, produceert een onstabiel uitgangssignaal, blaast zichzelf op, etc.

3. Slechts alleen voor de gewenste frequentie dient aan de oscilleervoorwaarde voldaan te worden. Zo niet, dan bestaat de kans dat de oscillator chaotisch wordt of op een andere frequentie gaat oscilleren.

Toelichting bij figuur 1:
 Figuur A.

Deze figuur toont de totale faseverschuiving (rondgaande fasedraaiing) als functie van de frequentie. Bij de gewenste frequentie (dikke stip) is de rondgaande fasedraaiing 0 en de grafiek is dalend (negatieve afgeleide in de nuldoorgang). Als de schakeling oscilleert, blijft deze frequentie gehandhaafd.

Examples of stable and unstable situations

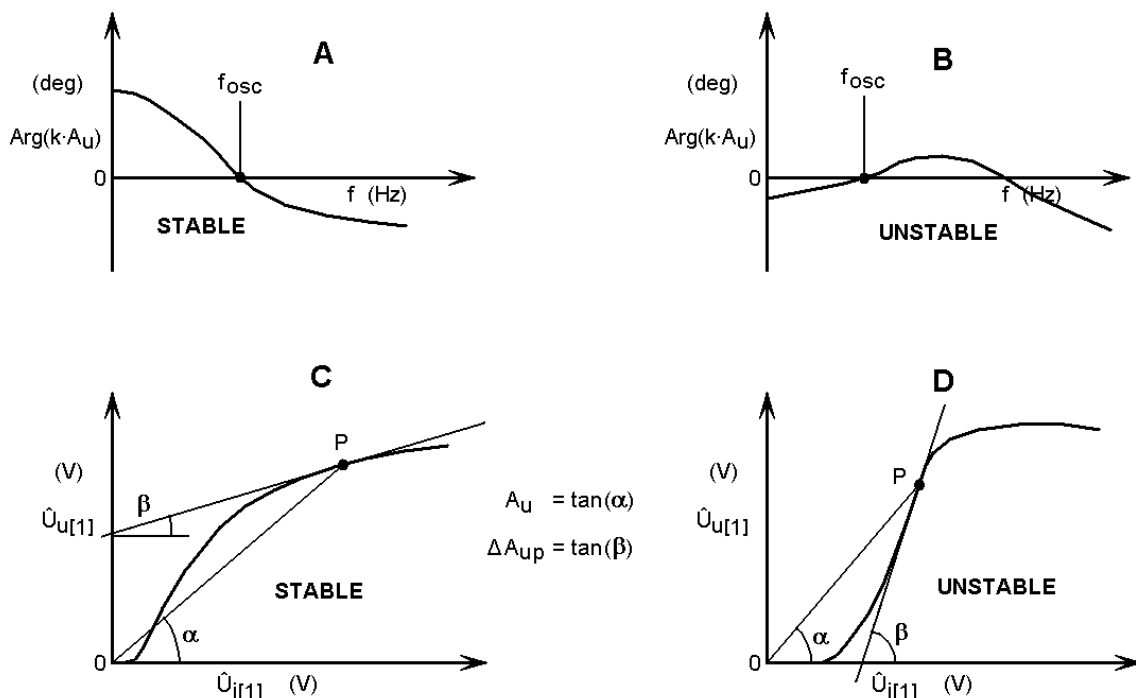


Fig 1, copyright (c) 2004, TeTech

figuur 1, voorbeelden van fase-overdracht en versterking als functie van de ingangsspanning.

Figuur B.

De rondgaande fasedraaiing is in principe OK (0 graden), maar de helling van de grafiek is positief. De oscillatiefrequentie zal of naar beneden of naar boven op schuiven. Indien in de meest rechtse nuldoorgang de rondgaande versterking 1 is, is daar stabiele oscillatie mogelijk.

Figuur C.

Deze figuur toont de relatie tussen de eerste harmonische in het ingangssignaal $\hat{U}_{i[1]}$ en de eerste harmonische in het uitgangssignaal $\hat{U}_{u[1]}$. α bedraagt 41 graden. de gain A_U bedraagt dus 0.87. Indien het terugkoppelnetwerk een $k_f = 1/0.87$ heeft, is stabiel bedrijf in het instelpunt P mogelijk. Een kleine toename van het uitgangssignaal (en dus ook het ingangssignaal) geeft een reductie van de gain (α neemt af). De afgeleide in P (ΔA_{Up}) is veel kleiner dan A_U .

Figuur D.

In deze figuur zal een kleine afname van hetingangssignaal leiden tot een afname van de gain. De rondgaande versterking is dan minder dan 1 en de oscillator slaat af. Een kleine toename zal leiden tot een nieuw instelpunt. Het instelpunt kan komen te liggen op het snijpunt van de grafiek en het verlengde van de lijn OP. Voorwaarde is wel dat de versterker (voeding, condensatoren, transistoren) dit aankan en dat er geen rare dingen gebeuren in de fase-overdracht. De afgeleide in P ($\Delta A_{U\beta}$) is veel groter dan A_U . Dit duidt op omhullende instabiliteit.

2.2. Nadere analyse van het omhullende gedrag van versterkers.

OPMERKING:

We gaan er van uit dat zowel het ingangs- als uitgangssignaal nagenoeg sinusvormig is. Om deze reden wordt de index [1] voor het aanduiden van de eerste harmonische vanaf nu achterwege gelaten, tenzij daardoor verwarring ontstaat. Met \hat{U}_i wordt bedoeld de topwaarde van de AC component in $u_i(t)$. In geval van de sterk niet sinusvormige collector- basis- of drainstroom wordt met \hat{I}_C of \hat{I}_D echter wel de daadwerkelijke maximale waarde bedoeld.

(Klasse C) vermogensversterkers bedrijven de actieve component in het niet lineaire gebied. Dit heeft tot gevolg dat bij verandering van hetingangssignaal de opgenomen stroom wijzigt. Als gevolg daarvan kunnen diverse spanningen ook wijzigen. Ten gevolge van spoelen, maar vooral condensatoren, duurt het enige tijd alvorens een nieuw evenwicht gevonden is. Een voorbeeld zijn de buffercondensatoren in ongestabiliseerde voedingen en (ont)koppelcondensatoren in de signaalweg.

Figuur 2 toont de omhullende respons op een plotselinge ingangsamplitude verandering van een fictieve versterker. De stap in amplitude bedraagt 12% van de oorspronkelijke amplitude (figuur A). In geval van een lineaire versterker zou de amplitude van het uitgangssignaal ook met 12% toenemen. Er gebeurt echter iets vreemds. De amplitude van het uitgangssignaal bereikt niet direct zijn eindwaarde, maar neemt een "aanloopje". Vervolgens bedraagt de toename enige tijd 25% om vervolgens te stabiliseren op 10%. Bij het terugkeren naar de oorspronkelijke situatie gebeurt het omgekeerde.

Als de nieuwe evenwichtstoestand bereikt is, bedraagt de uiteindelijke toename 10% (bij een ingangsstap van 12%). ΔA_U is daardoor kleiner dan A_U ($\Delta A_U = 0.833 \cdot A_U$). In de piek en het dal bij de neergaande stap is ΔA_U aanmerkelijk groter (in orde van een factor $25/12 \approx 2$). De omhullende step respons vertoont een hoog doorlatend karakter met enige laagdoorlatende werking.

Indien men ΔA_U zou bepalen met behulp van sinusvormige amplitudemodulatie bij verschillende frequenties van het modulerend signaal, verkrijgt men figuur 2C. De versterking van deze versterker voor kleine variaties van de omhullende is afhankelijk van de frequentie van de variaties. Eventueel zou men ook de faseverschuiving van de omhullende variaties kunnen bepalen, maar deze is omwille van de eenvoud achterwege gelaten.

OPMERKING:

Indien u bekend bent met Convolutie en Fourier Transformatie, dan kunt u de frequentiekaracteristiek van de omhullende respons van de versterker

rechtstreeks bepalen uit de step respons (eventueel numeriek). Door de Fourier getransformeerde van de step respons te delen door de Fourier getransformeerde van de ingangsstap, verkrijgt u de frequentierespons van de versterker voor omhullende variaties.

Indien u de frequentierespons terugtransformeert naar de tijd, dan verkrijgt u de impulsrespons voor omhullende variaties van de versterker.

Step and frequency response to envelope variations of a class C amplifier

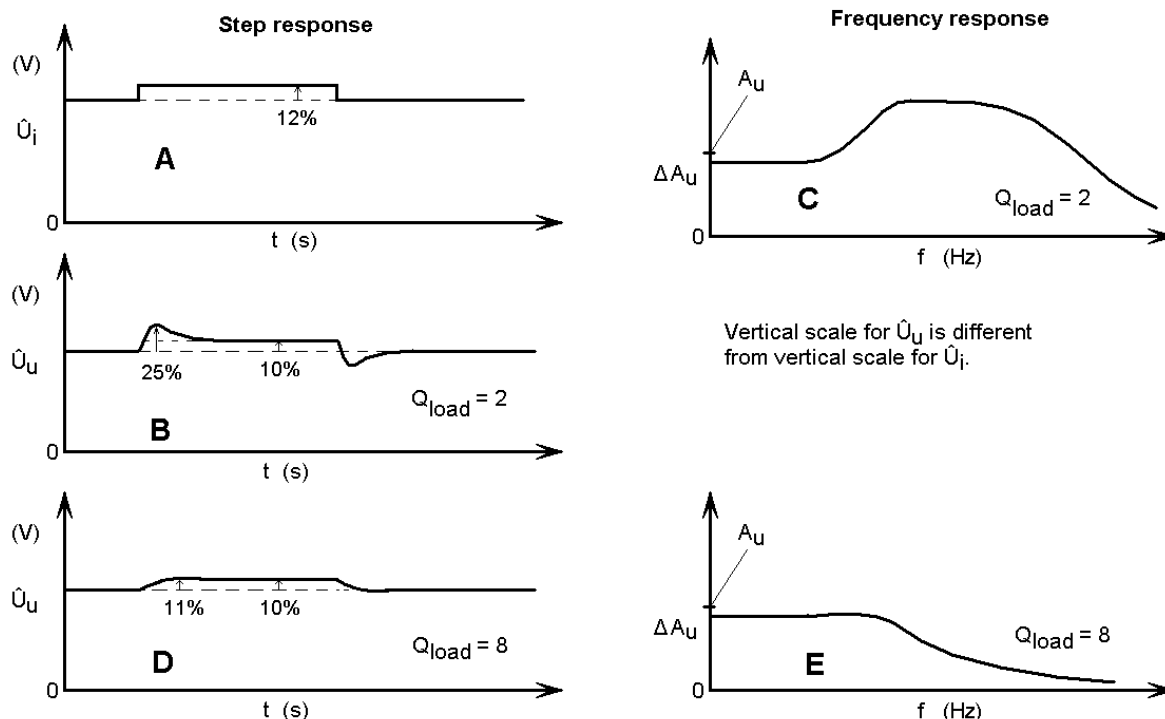


fig. 2, copyright (c) 2004, TeTech

Figuur 2, Voorbeeld van steprespons en versterking voor kleine omhullende variaties als functie van de frequentie

Het niet onmiddellijk volgen van de uitgangsspanning op de verandering van ingangsspanning wordt veroorzaakt door de beperkte bandbreedte van het uitgangsfILTER. Figuur 2D toont de respons van nagenoeg dezelfde versterker, maar de Q factor van het eindfilter (parallelkring) is met een factor 4 verhoogd. Daardoor is de bandbreedte met een factor 4 afgenomen. Het uitgangsfILTER verhindert het snel stijgen en dalen van de uitgangsspanning. Dit resulteert in een sterk laagdoorlatend karakter voor variaties in de omhullende (amplitude). Het gevolg is een maximale toename van 11% (ten opzichte van een ingangsstap van 12%). ΔA_U is nu kleiner dan A_U . Hiermee is oscilleren mogelijk zonder omhullende instabiliteit.

Ook de frequentiekarakteristiek voor kleine variaties in omhullende toont geen frequenties meer waarbij ΔA_U boven A_U uitkomt.

3. Klasse C bedrijf.

3.1. Klasse C bedrijf met vaste instelling.

Van veel versterkers wordt beweerd dat zij in klasse C staan. Vaak is dit niet het geval. Voor echt klasse C bedrijf dient:

- a. de openingshoek (geleidingshoek) kleiner dan 180° te zijn (werkfractie kleiner dan 0.5).
- b. de collectorspanning dient enigszins sinusvormig te verlopen. Voor optimaal rendement dient minimale collectorspanning bij maximale stroom op te treden. Zie figuur 3.

Zowel de collector- als basisstroom bevatten veel harmonischen. Daarom moet zowel de collector als basis relatief laagohmig belast worden voor harmonischen (van de gewenste frequentie).

Voor de collector is de eerste keus dan ook een parallelresonantiekkring. Een belaste Q factor van minimaal 2 is werkbaar ($Q=4$ wordt aangeraden). Indien men een gebalanceerde klasse C versterker gebruikt, wordt een Q factor van 2 aangeraden. De condensator dient zo dicht mogelijk bij de collector geplaatst te worden om parasitaire zelfinductie zo klein mogelijk te houden. In principe is het mogelijk om een hogere belaste Q factor te gebruiken. Bedenk wel dat de verliezen in de C en L ook toenemen.

Voor de basis geldt een soortgelijk verhaal, alleen is dit veel lastiger. Deze dient in ieder geval voor de harmonischen behoorlijk laagohmig afgesloten te zijn. Een spoel in serie met de basis levert absoluut geen echte klasse C versterker op. Bij sterke insturing kan het zelfs tot overlijden van de transistor leiden.

Op HF en VHF is het behoorlijk lastig tot onmogelijk om voor harmonischen van de grondfrequentie de basis laagohmig te belasten. Bovendien zijn de capaciteiten in de transistor zeer sterk afhankelijk van de momentane instelling. Dit is de reden dat in de praktijk veel HF en VHF klasse C transistorversterkers feitelijk niet in klasse C bedrijf staan. De zelfinductie van bonding wires en leads maken het praktisch gezien onmogelijk om echte klasse C te bedrijven. Half verzadigd bedrijf (class C mixed mode) of klasse E is dan een optie. Deze bedrijven vallen echter buiten het bestek van dit document.

In het frequentiegebied tot ongeveer 5 MHz is met de huidige componenten veel mogelijk. De schrijver heeft ervaring met echte klasse C versterkers tot 10 MHz bij vermogens variërend van enkele watts tot meer dan 200W. De schrijver heeft eveneens ervaring met 3th harmonic peaking en klasse E oscillatoren en versterkers (zowel met MOSFET's als Bipolaire Transistors).

Het klasse C bedrijf wordt geïllustreerd in figuur 3, aan de hand van de U_{BE} , I_C transfer karakteristiek van de Bipolaire Transistor (BJT). Voor een (MOS)FET gaat nagenoeg dezelfde redenering op. Het meetschema is rechts weergegeven. De sterk niet sinusvormige collectorstroom wordt door de collectorkring in een nagenoeg sinusvormige spanning omgezet. De spoel in de basis voorkomt dat het RF signaal kortgesloten wordt door de spanningsbron welke voor de instelling zorgt.

Basic Class C operation

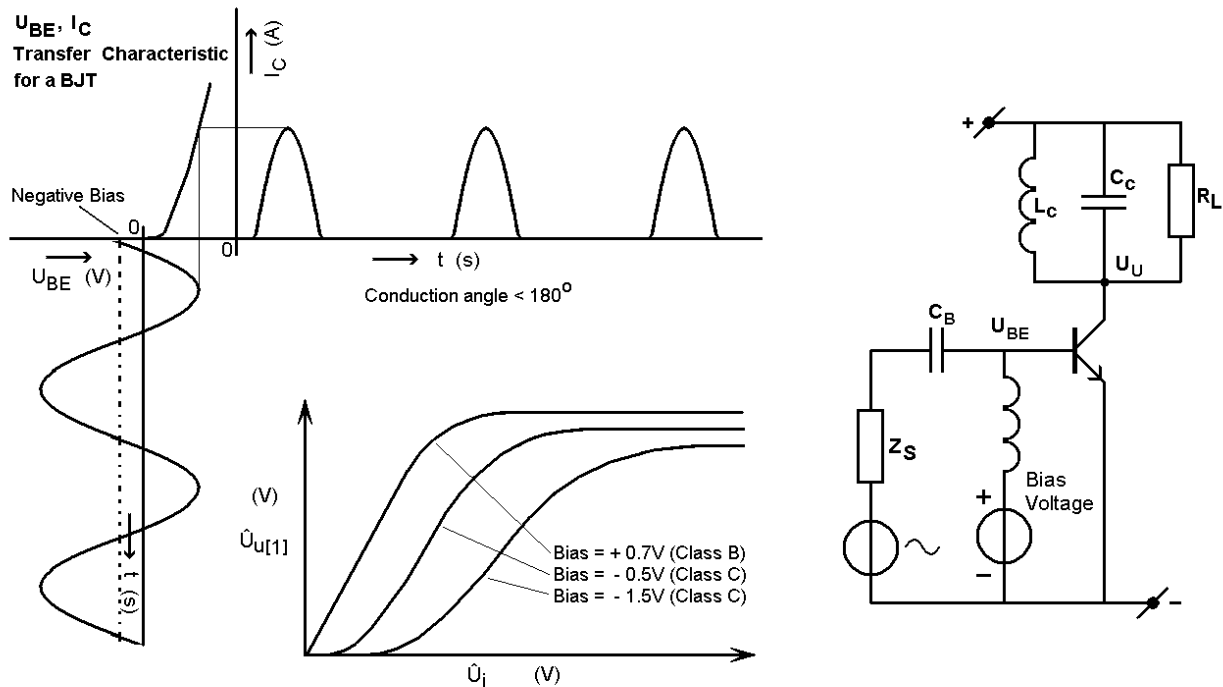


fig. 3, Copyright (c) 2004, TeTech

Figuur 3, Basisprincipe van klasse C bedrijf.

In de grafiek is de amplitude van de eerste harmonische component in U_U als functie van \hat{U}_i Weergegeven. Dit is gedaan voor klasse B bedrijf (instelspanning rond de 0.7V) en twee verschillende klasse C bedrijven.

We kunnen een aantal conclusies trekken.

- Alleen in klasse B bedrijf (overigens ook klasse A) is ΔA_U niet groter dan A_U (dus is stabiel oscilleren mogelijk. Indien de versterker redelijk uitgestuurd wordt geldt zelfs: $\Delta A_U < A_U$).
- Hoe meer de versterker in klasse C staat, hoe groter ΔA_U ten opzichte van A_U . Alleen indien de versterker zeer ver uitgestuurd wordt (tegen of in verzadiging) geldt: $\Delta A_U < A_U$. Dit beperkt de toepassing als oscillator. Vooral om dat voor kleine signalen de versterking nul is.
- De spanningsversterking neemt af naarmate de versterker verder in klasse C staat (betekent kleinere openingshoek). Aan te tonen valt dat ook de vermogensversterking afneemt.
- De maximale uitsturing neemt af naarmate de versterker verder in klasse C staat. Dit komt omdat om dezelfde opbrengst te verkrijgen (bij een kleinere openingshoek), \hat{I}_C groter is. De verzadigingsspanning van de actieve component neemt daardoor toe. Tevens wordt het lastiger om bij kleine openingshoek de collector- en basisspanning sinusvormig te houden (I_C en I_B bevatten steeds meer harmonischen).

Het praktisch haalbare rendement wordt nagenoeg geheel bepaald door hoe goed men de theoretische golfvormen praktisch kan realiseren. Daarnaast is van belang hoe ver men de versterker kan uitsturen (verzadigingsspanning van de Bipolaire Transistor of MOSFET).

Praktisch worden rendementen in orde 75 tot 85 procent behaald. Hoe kleiner de openingshoek hoe hoger het maximaal haalbare rendement. Voor 180° (klasse B) is dit maximaal 78.5%, bij 135° is dit 87%.

Ter info: in geval van schakelend, serieresonant, composiet klasse C of klasse E bedrijf worden rendementen van boven de 90% behaald. De circuits zijn echter wel complexer en voor een aantal schakelingen is het doorgronden van de werking en het dimensioneren behoorlijk lastig.

De variatie in gemiddelde basisstroom als functie van instelspanning bij gelijkblijvend ingangssignaal.

Indien de instelspanning iets verhoogd wordt, neemt zowel de piekwaarde van de basisstroom iets toe als ook de openingshoek. Dit heeft tot gevolg dat de gemiddelde basisstroom toeneemt. Hoe kleiner de openingshoek, hoe sterker de relatieve toename van \hat{I}_B en de openingshoek. Indien de openingshoek ongeveer 135° is geldt:

$$\frac{dU_{bias}}{dI_{Bgem}} = r_{DC} \approx 0.38 \cdot \frac{\hat{U}_{BRF}}{I_{Bgem}}$$

Waarin: U_{bias} = de gemiddelde basisgelijkspanning in V, I_{Bgem} = de gemiddelde basisgelijkstroom in A, r_{DC} = de differentiaalweerstand van de met RF gestuurde basis in Ohm, \hat{U}_{BRF} = de RF amplitude van de sinusvormige basisspanning in V. De constante 0.38 is alleen geldig voor een openingshoek van ongeveer 135°. Bij kleinere openingshoeken neemt de constante af, voor grotere openingshoeken neemt hij toe.

3.2. De klasse C versterker met vaste instelling als oscillator?

We hebben reeds gezien dat voor klasse C bedrijf met vaste instelling in een groot deel van het werkgebied geldt: $\Delta A_U > A_U$. Dit gaat ook op voor zeer langzame omhullende variaties, zodat met een hoge Q factor van de collectorkring ook niets te bereiken valt. Alleen in verzadigd bedrijf is stabiel oscilleren mogelijk.

Het sterk niet lineair zijn van de \hat{U}_u , \hat{U}_i karakteristiek is een kenmerk van de klasse C versterker. Hij is daarom ook ongeschikt voor signalen waarbij informatie in de amplitude aanwezig is. Alleen indien sterke voorvervorming aangebracht wordt kan een klasse C versterker voor AM gebruikt worden. In minder complexe systemen worden voor AM klasse B versterkers gebruikt (evt gebalanceerd).

Conclusie: Een echte klasse C versterker met vaste gelijkstroominstelling is niet geschikt om als oscillator te gebruiken. Alleen bedrijf in het vastloopgebied is mogelijk waarbij de oscillator op gang geholpen moet worden. Bij een eventuele verkeerde belasting of voedingsonderbreking slaat hij af.

Gelukkig zijn er oplossingen om klasse C oscillatoren te bouwen welke stabiel werken. Een van de oplossingen wordt in het volgende hoofdstuk behandeld.

4. De klasse C versterker met "sliding bias".

4.1. Inleiding.

In figuur 4 is een versterker weergegeven. Het is dezelfde versterker als in figuur 3, alleen de instelspanning is vervangen door een instelstroom (bias current). In de praktijk wordt in plaats van een stroombron gewoon een weerstand gebruikt tussen de basis en de positieve voedingsspanning.

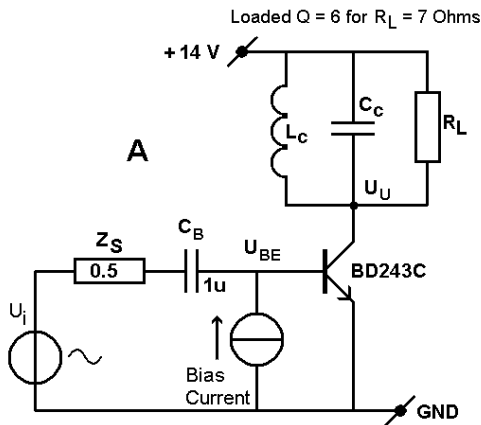
Het gevolg van deze wijziging is dat bij het afwezig zijn van een stuursignaal een hoge stroom loopt. Bij de versterker van figuur 3 loopt bij afwezigheid van sturing geen stroom.

Met deze versterker is zowel simulatie als praktische ervaring opgedaan. Als transistor is een BD243C (TIP41C) gebruikt. De getoonde resultaten zijn echter de simulatieresultaten (deze zijn makkelijker naar een plaatje om te zetten voor in het document).

De belaste Q factor van de kring bedraagt ongeveer 6. Dit zorgt voor voldoende onderdrukking van hogere harmonischen in de collectorspanning. De impedantie voor de tweede harmonische bedraagt dan 0.78 Ohm in tegenstelling tot de 7 Ohm voor de gewenste frequentie. Indien R_L wordt vergroot, neemt de belaste Q factor evenredig toe. Een grotere L_C en kleinere C_C geeft een verlaging van de belaste Q factor.

4.2. Het gedrag van de versterker, langzame omhullende variaties.

Bij relatief kleine amplitude van het ingangssignaal zal de versterker gewoon in klasse A bedrijf staan (sinusvormige collector en basisstroom gesuperponeerd op de instelstromen). Bij een toename van de insturing zal op een gegeven moment de positieve amplitude van basis- en collectorstroom hoger zijn dan de negatieve. Dit komt door de BE-diode in de transistor (mits Z_S voldoende klein is). De gemiddelde waarde van de basis- en collectorstroom neemt dan toe. De gemiddelde basisstroom is nu groter dan de biasstroom, het gevolg is dat de gemiddelde U_{BE} daalt (wet van Kirchhoff). Bij verdere vergroting van de ingangsamplitude tot 0.5V en meer, gedraagt de BE-diode zich als een gelijkrichtdiode.



Graph B:
 $R_L = 7$ Ohms, Bias current = 6.4 mA

Graph C:
 $R_L = 7$ Ohms, Bias current = 12.8 mA

Graph D (next page, saturated transistor)
 $R_L = 7$ Ohms, Bias current = 45 mA

Graph E (next page, very strong saturated transistor)
 $R_L = 500$ Ohms, Bias current = 45 mA

Graph D* and E* are just stretched versions of graph D and E to show the details of the waveforms around $t = 1.2$ ms.

The input voltage increases linearly from 20mV to 2.5V in 1.2ms (this is valid for graph B to E).

All graphs are from simulations, however they appear to be very close to the measured results.

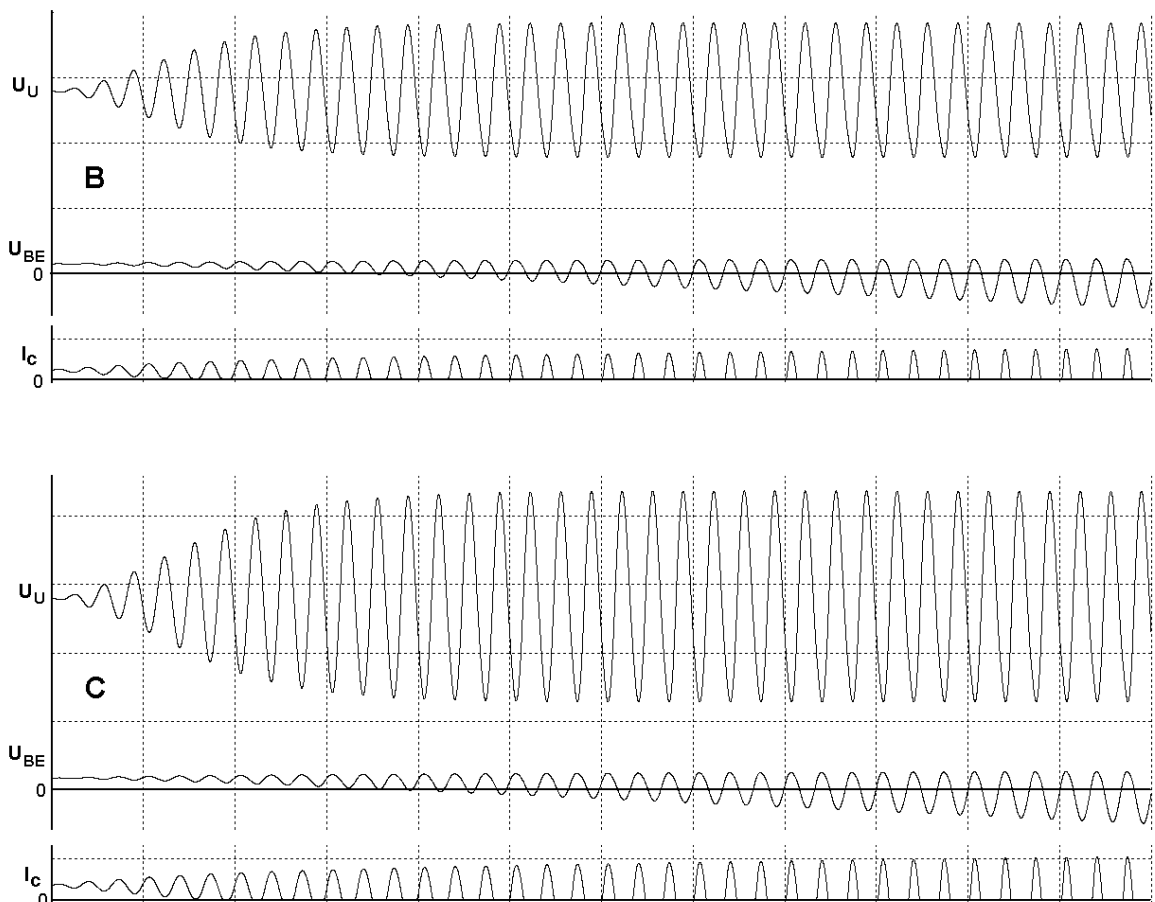


fig. 4, Copyright (C) 2004, TeTech

Figuur 4, De uitgangsspanning van de niet verzadigde klasse C versterker met "sliding bias" voor langzame toename van de ingangsspanning.

Figuur 4B geeft de spanningen en stromen weer bij een geleidelijke toename van de ingangsamplitude van 20mV tot 2.5V bij een basisinstelstroom van 6.4 mA. Wat valt op:

- A. De instelling van de versterker verschuift van klasse A naar klasse C. Dit komt vanwege de gelijkrichtende werking van de BE-overgang. Daardoor wordt de gemiddelde basisspanning sterk negatief (bij grote ingangsspanning).

- B. Bij toenemende ingangsspanning wordt de openingshoek steeds kleiner. De openingshoek van de transistor wordt dus bepaald door de amplitude van de ingangsspanning.
- C. Het uitgangsvermogen neemt bij toenemende insturing in geval van klasse C bedrijf niet meer toe

Ter info: De openingshoek bij een zekere amplitude wordt sterk beïnvloed door de steilheid van de U_B , I_C transferkarakteristiek van de transistor. Deze is op zijn beurt sterk afhankelijk van de materiaalweerstand in het emittergebied van de transistor. Dit is te demonstreren door in de emitter een kleine weerstand op te nemen waarover bijvoorbeeld een piekspanning van 0.5 V valt. Om een gelijke openingshoek te verkrijgen, dient de amplitude van de ingangsspanning behoorlijk toe te nemen.

Een emitterweerstand kan men gebruiken om bij een gegeven ingangsspanning de openingshoek vast te leggen. Tevens is deze weerstand handig om de collectorstroom te meten (collectorstroom komt nagenoeg overeen met de emitterstroom).

In figuur 4C is de instelstroom verdubbelt (naar 12.8 mA). De stuurspanning is gelijk gehouden. Wat valt op? Het uitgangssignaal is toegenomen (evenals de collectorpiekstroom). Er heeft echter geen verdubbeling plaatsgevonden. Dit komt omdat bij toenemende collectorstroom de H_{FE} van de transistor afneemt.

In figuur 5D is de instelstroom verhoogd tot 45 mA. Nu ziet men dat de transistor in verzadiging gaat (reeds voordat klasse C bedrijf bereikt is). De momentane waarde van U_{CE} (U_C) is in de piek van U_{BE} (U_B) dusdanig laag, dat de BC-overgang in geleiding komt. Een gedeelte van de basisstroom dat oorspronkelijk door de BE-overgang zou gaan, vloeit nu weg via de BC-overgang. Ook ziet men dat de collectorstroom iets inzakt. Figuur 6D* geeft de golfvormen beter weer (rond 1.2ms).

In figuur 5E is de belasting losgenomen. Zelfs al tijdens klasse A bedrijf gaat de transistor volledig in verzadiging. De collectorspanning wordt zelfs negatief. Daardoor rooft de BC-overgang nagenoeg alle stroom weg welke normaal door de BE-overgang zou gaan. De transistor komt daardoor zeer snel in klasse C te staan (bij relatief kleine ingangsspanning). Het gevolg is een sterke afname van de collectorstroom en het zelfs negatief worden van de collectorstroom. Er is nu sprake van een sterke mate van tegenkoppeling via de collector rechtstreeks op de basis. Figuur 6E* geeft meer details weer.

Gedurende korte tijd staat de transistor voorwaarts ingesteld, maar dan in een situatie waarbij de collector en emitter in feite omgewisseld is. De piekbasisstroom is zo hoog geworden, dat de basisspanning niet meer sinusvormig is. Dit is geen probleem omdat de versterker nu nagenoeg geen vermogen levert of dissipeert.

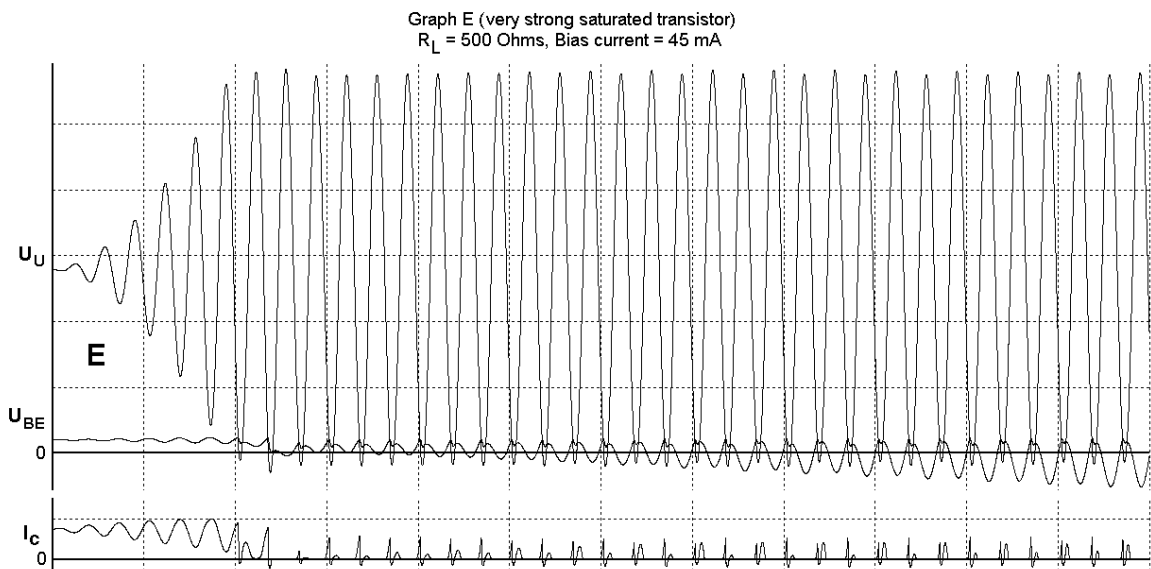
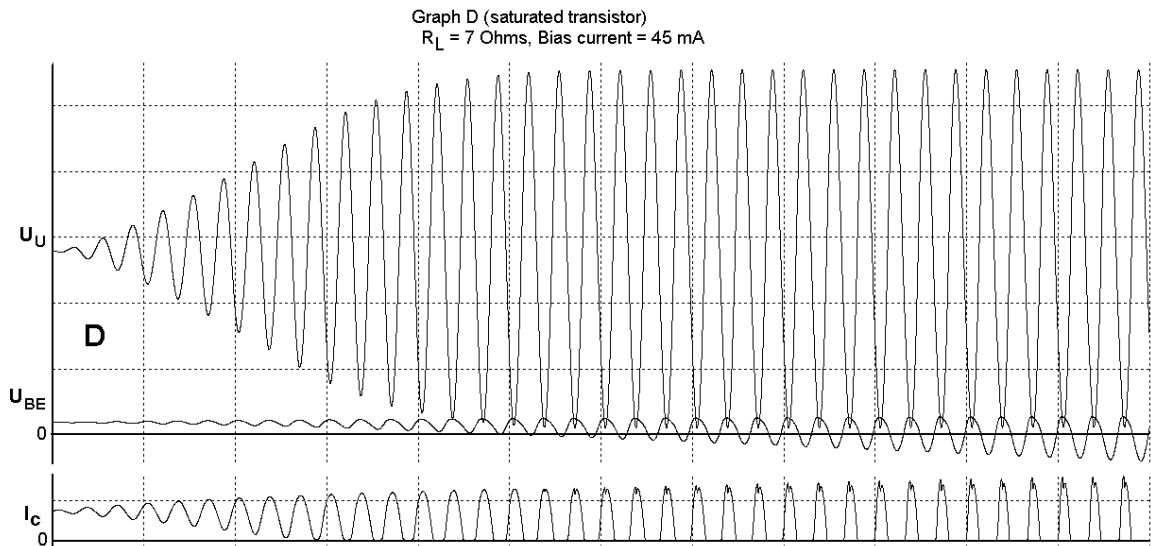


Fig. 5, Copyright (c) 2004, TeTech

Figuur 5, Uitgangsspanning van de licht en sterk verzadigde klasse C versterker met "sliding bias" bij langzame toename van de ingangsspanning.

Bij bepaalde lichte belasting en zeer geringe misafstemming van de kring, kan lichte omhullende instabiliteit ontstaan op exact de halve RF frequentie. De positieve perioden van de uitgangsspanning zijn om en om iets lager en iets hoger. Het wordt veroorzaakt door de sterke tegenkoppeling via de BC diode. Meestal verdwijnt het probleem als u Z_S iets verhoogt. Als u goed kijkt is rechts in de figuur enige omhullende stabiliteit waarneembaar in U_C .

Figuur 7 toont \hat{U}_U versus \hat{U}_i voor de "sliding bias" instelling. Merk op dat deze curven alleen geldig zijn voor zeer langzame variaties in de omhullende. Een hoog rendement wordt alleen verkregen indien gebruik gemaakt wordt van de bovenste curve (hoogste instelstroom). Bovendien moet met meer dan 1.5V ingestuurd worden, omdat de versterker anders niet in klasse C staat.

These graphs are stretched versions of graph D and E of the previous figure. This is done to show the details of the voltage and current waveforms in the "sliding bias" class C amplifier.

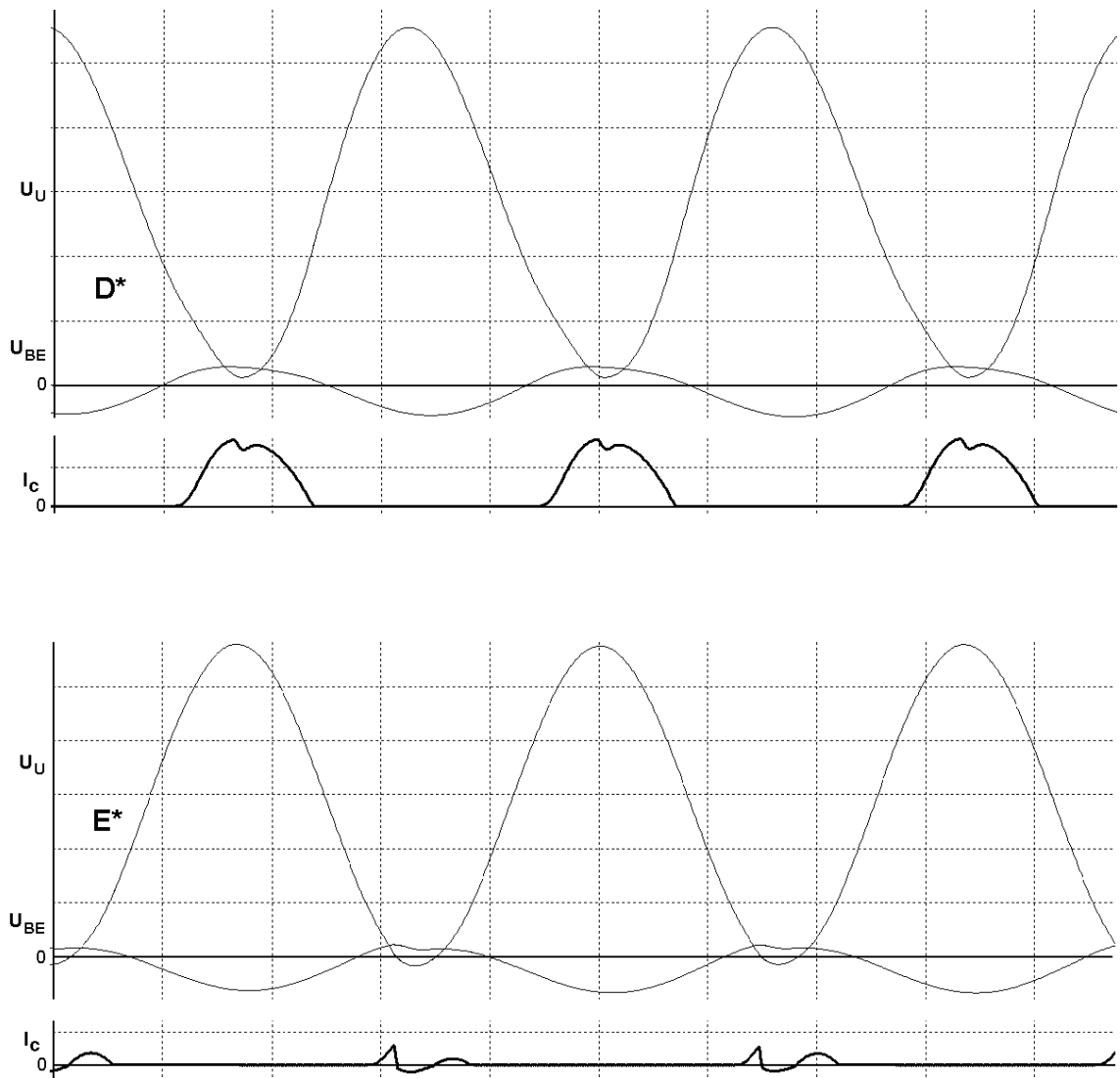
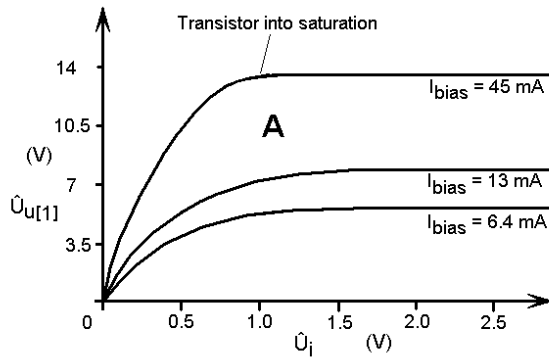


Fig. 6, Copyright (c) 2004, TeTech

Figuur 6, detail van golfvormen van de licht en sterk verzadigde klasse C versterker met "sliding bias".

Het verloop van de curven is ideaal voor het ontwerpen van een oscillator. Overall is $\Delta A_U < A_U$ (voor zeer langzame omhullende variaties). De sterkte van de op de basis aangeboden teruggekoppelde spanning bepaalt waar de oscillator zich instelt. Er ligt echter een adder onder het gras...



\hat{U}_U versus \hat{U}_i graph for various bias currents.

These graphs are only valid for slow variations of the input voltage (\hat{U}_i). In the 2 lower curves, the transistor is not into collector saturation. The supply voltage of the amplifier is 14 VDC.

Envelope step response of a "sliding bias" class C amplifier

For both graphs: $C_B = 3 \mu\text{F}$, $Z_S = 0.5 \text{ Ohm}$, $R_L = 7 \text{ Ohm}$, Bias current = 22mA, Resonant frequency of L_C and $C_C = 30 \text{ kHz}$.

For upper graph: loaded $Q = 2$, for lower graph: loaded $Q = 8$. At the thick vertical line the amplitude of the driving voltage drops from 2V to 1.8V (step of -10%)

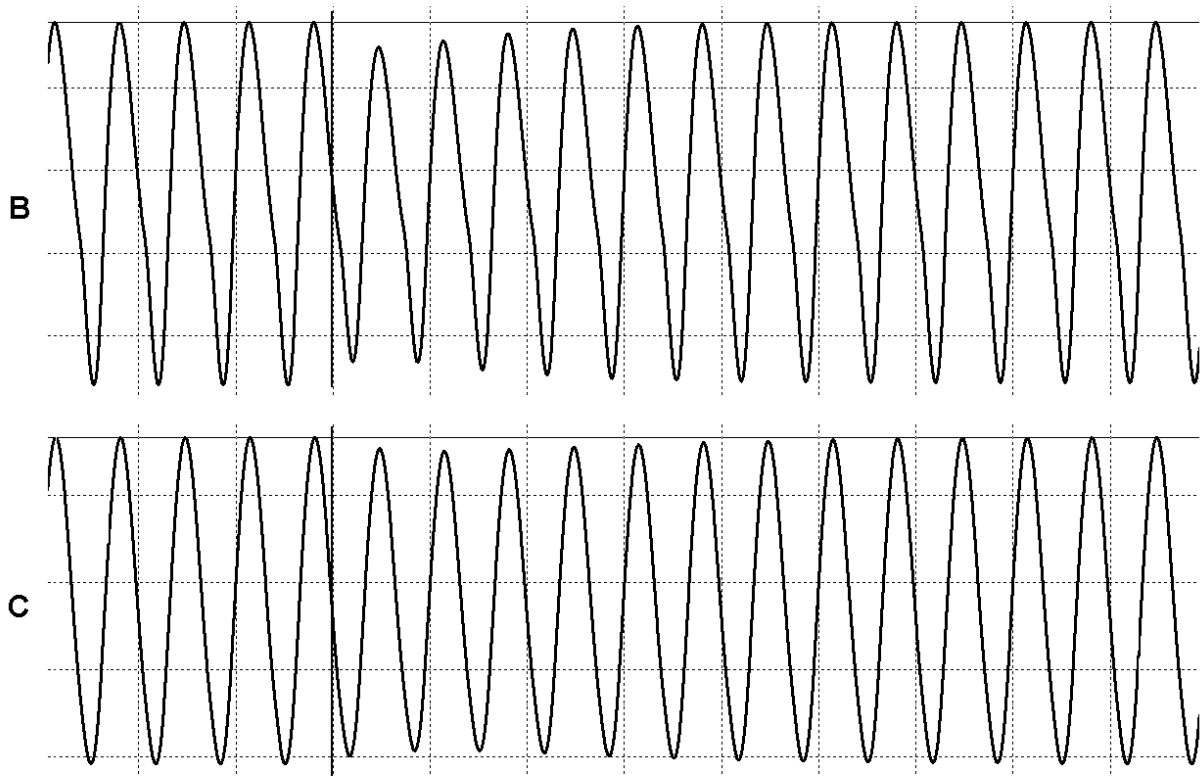


Fig. 7, Copyright (c) 2004, TeTech

Figuur 7, Step respons en statisch gedrag van de versterker met "Sliding Bias".

4.3. Het gedrag van de versterker, step response.

Figuur 7B en C tonen de step respons van de niet verzadigde versterker. Weergegeven is de collectorspanning.

$C_B = 3 \mu\text{F}$, instelstroom = 22mA, $R_L = 7 \text{ Ohm}$, De LC kring resoneert op 30 kHz. Voor de bovenste figuur (figuur 7B) geldt $Q=2$ en voor de onderste (figuur 7C) $Q=8$. Op de dikke verticale lijn stapt de ingangsamplitude van 2V naar 1.8V (stap van -10%).

Meting van de amplitude vlak na de stap geeft aan dat de amplitude 13% inzakt (bovenste figuur). Dit betekent dat ΔA_U 30% hoger is dan A_U . Na de steprespons is de uitgangsspanning weer gelijk aan de waarde voor de step. De oorzaak van dit gedrag zit in C_B . Het duurt enige tijd voordat een nieuw instelpunt bereikt is.

Als men alleen kijkt naar de omhullende, is er sprake van een hoogdoorlatende overdracht (te vergelijken met een CR netwerk). De tijdsconstante van de stap respons wordt bepaald door C_B en gemiddelde basisstroom als functie van de gemiddelde basis instelspanning.

Voor de schijnbare weerstand van de met RF aangestuurde BE-overgang voor variatie van basisinstelspanning geldt bij 135° openingshoek:

$$\frac{\Delta U_{B_{gem}}}{\Delta I_{B_{gem}}} = r_{DC} = 0.38 \cdot \hat{U}_i / I_{B_{gem}}$$

$I_{B_{gem}}$ is de instelstroom van basis
 Geldig voor een $\hat{U}_i \approx 2V$, openingshoek $\approx 135^\circ$.

Bij 22mA en een ingangsamplitude van 2 V komt dit neer op ongeveer 34 Ohm. De tijdsconstante voor de hoog doorlatende actie (τ_{HF}) bedraagt bij $C_B = 3\mu F$ in orde van $3\mu \cdot 34 = 100\mu s$. Dit komt overeen met ongeveer 3 RF perioden. Dit lijkt redelijk te kloppen in grafiek A.

Voor de laagdoorlatende actie in de omhullende veroorzaakt door een LC resonantiekkring geldt:

$$\tau_{LF} = Q / (\pi \cdot f_{res}) \quad \text{voor } Q \gg 1.$$

De kring ($Q = 2$, $f_{res} = 30 \text{ kHz}$) introduceert een τ_{LF} in orde van 21 μs . Dit is minder dan een RF periode. Er is praktisch gezien geen sprake van een zichtbaar laagdoorlatende actie in de omhullende.

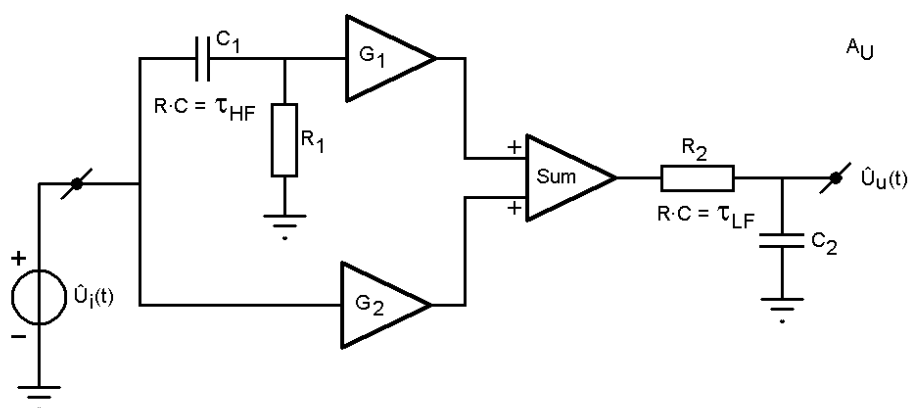
Op basis van deze versterker is bij dit instelpunt (geen collectorverzadiging) geen stabiele oscillator te maken.

De situatie wordt anders wanneer de Q wordt verhoogd van 2 tot 8. De LF tijdsconstante t.g.v. de LC kring bedraagt dan 85 μs . De amplitude van de collectorspanning blijkt aanmerkelijk minder in te zakken. Meting geeft maximaal -8% aan (ten opzichte van een ingangsstap van -10%). In dit geval is ΔA_U lager dan A_U . Stabiel oscilleren is mogelijk (mits het 30 kHz signaal voldoende meegekoppeld wordt).

Men kan de overdracht van de versterker voor kleine omhullende variaties (ΔA_U) modelleren zoals in figuur 7.1 weergegeven. Zodra de openingshoek kleiner dan 180° wordt, geldt theoretisch gezien voor de versterker met sliding bias: $G_1 > 0$. Bij een openingshoek van 120° , geldt $G_1 \approx 2$.

Dit betekent dat als de collectorkring niet voor enige extra filterwerking zorgt, er frequenties van de omhullende te vinden zijn waarvoor $\Delta A_U > A_U$. Dit leidt tot instabiliteit van de omhullende. G_2 wordt nagenoeg 0 bij openingshoeken minder dan 180° . Dit is niet vreemd, de uitgangsspanning neemt niet meer toe bij langzame toename van het ingangssignaal (zie figuur 4B en 4C). Voor klasse A instelling geldt $G_1 = 0$, $G_2 = 1$. In geval van verzadiging neemt G_1 zeer sterk af en is in de meeste gevallen stabiel bedrijf als oscillator mogelijk.

Modelling of envelope response of class C amplifier with "Sliding bias".



τ_{HF} models the high pass time constant of the envelope response caused by C_B and bias current change of the amplifier due to variations in $\dot{U}_i(t)$. τ_{HF} is directly proportional with C_B/bias .

G_1 models the increase of gain for transients in $\dot{U}_i(t)$.

$$A_U = \dot{U}_u / \dot{U}_i \quad (\text{steady state})$$

G_2 models the gain for slow variations in $\dot{U}_i(t)$.

G_1 and G_2 are strongly dependent on the conduction angle (c.a.). Some examples for a practical non saturating class C

Amplifier: $G_1 \approx 0.9 \cdot A_U$, $G_2 \approx 0.05 \cdot A_U$ @ c.a. = 180°

$G_1 \approx 1.5 \cdot A_U$, $G_2 \approx 0$ @ c.a. = 135°

$G_1 \approx 2.0 \cdot A_U$, $G_2 \approx 0$ @ c.a. = 120°

G_2 is equal to ΔA_U for slow variations in $\dot{U}_i(t)$. As a result for c.a. $< 180^\circ$, small slow variations in $\dot{U}_i(t)$, do not give significant variation in the envelope of the output voltage.

τ_{LF} models the effect of the parallel resonant circuit in the collector. $\tau_{LF} = Q_{ld} / (\pi \cdot f_{res})$

Fig. 7_1, Copyright (c) 2004, TeTech

Figuur 7_1, LF model voor het gedrag van de omhullende voor de Versterker met "sliding bias".

Samenvattend:

- Het bedrijf van de "Sliding Bias" versterker wordt bepaald door de sterkte van het ingangssignaal en de belasting van de versterker.
- Bij ingangssignalen tot tientallen mV is er sprake van klasse A bedrijf. Van 0.3 tot 1V is sprake van klasse B bedrijf. Boven 1V is meestal sprake van klasse C bedrijf.
- Het toevoegen van weerstand in de emitter vergroot de openingshoek (dus minder ver in klasse C).
- Indien de versterker vastloopt, wordt de openingshoek automatisch kleiner en neemt de collectorstroom af.
- Indien de versterker ver in klasse C staat, neemt het uitgangsvermogen nagenoeg niet meer toe bij verdere verhoging van de insturing.
- De versterking voor omhullende variaties (ΔA_U) is groter dan A_U , vooral bij sterk klasse C bedrijf (kleine openingshoek) Verhoging van de belaste Q factor van de collectorkring verlaagt ΔA_U .

5. De versterker met “sliding bias” als oscillator.

5.1. Inleiding.

Er zijn diverse manieren om de terugkoppeling van de uitgang naar de ingang te realiseren. Ongeacht welke basisschakeling gebruikt wordt, er dient een enigszins sinusvormige spanning over de BE-diode aanwezig te zijn. Bij frequenties tot enkele MHz'en zijn de reactanties van de interne capaciteiten van de transistor te hoog, of te niet linear, om een juiste spanning over de BE-diode te krijgen.

Terugkoppeling in een CE configuratie is tot frequenties in het lage MHz gebied verreweg het makkelijkst te realiseren (relatief lage stroom bij lage spanning). Een capacatieve of inductieve tap op de collectorring is een mogelijkheid welke voor een lage impedantie zorgt (ook voor harmonischen). De capacatieve tap resulteert echter in bijzonder grote condensatoren. Het goed werken van de inductieve tap stelt hoge eisen aan de ont koppeling van de voedingsspanning. Terugkoppeling via een extra LC netwerk vereist een extra spoel en geeft een zeer sterk frequentieafhankelijke terugkoppeling.

Bij vermogens van meer dan enkele watts is de transformator koppeling verreweg de makkelijkste gebleken (voor wat betreft benodigde componenten en realisatietijd). In de praktijk is een nadeel gebleken. Indien L_C reeds weinig windingen heeft, komt men soms niet goed uit met het aantal windingen van de terugkoppelspoel (L_B). Om een ferrietkern kan men namelijk geen halve windingen leggen. Dit is opgelost door enigszins te “spelen” met R_E .

5.2. Bedrijf zonder collectorverzadiging.

In tegenstelling tot de klasse C versterker met vaste instelspanning heeft de klasse C versterker met sliding bias ook versterking bij zeer klein ingangssignaal. De oscillator zal daardoor uit zichzelf starten. Helaas is de steprespons van dit type versterker vaak minder gunstig.

Om de versterker te laten oscilleren dient een deel van het uitgangssignaal teruggevoerd te worden naar de ingang. Dit dient zodanig te gebeuren dat bij het gewenste uitgangssignaal het teruggekoppelde signaal precies overeenkomt met het ingangssignaal dat nodig is om het gewenste uitgangssignaal te krijgen. De rondgaande versterking bedraagt dan precies 1. Als $\Delta A_U > A_U$ (bij het gewenste uitgangssignaal), zal de rondgaande versterking voor omhullende variaties groter dan 1 zijn, met omhullende instabiliteit tot gevolg.

Voor de in dit document gebruikte versterker geldt:

In niet verzadigde toestand bedraagt de uitgangsspanning in orde van $10V_p$, bij een ingangsspanning van $1.5-2V_p$. De openingshoek bedraagt in orde van 135° .

Een versterking van het terugkoppelnetswerk (k_f) van 0.18 voldoet in dat geval. De fasedraaiing dient rond de 180° te bedragen. Een ohms belaste CE schakeling geeft immers 180° fasedraaiing. In de praktijk bedraagt de fasedraaiing van de CE schakeling iets meer. Dit wordt veroorzaakt door traagheidseffecten (capaciteit en looptijd) in de transistor. C_B geeft enige positieve fasedraaiing. Het netwerk dient vanuit de basis gezien laagohmig te zijn (sinusvormige sturing).

In de praktijkproeven t.b.v. dit document is een vast gekoppelde wikkeling om de collectorspoel gebruikt (Zie figuur 10A). In de simulatie is dit ook veelvuldig gedaan. Voor de grafieken in figuur 8 en 9 is echter een gestuurde spanningsbron gebruikt.

De spanningsbron U_i in de versterker met sliding bias (figuur 4A) is vervangen door een spanningsgestuurde bron welke -18% van de AC collectorspanning terugkoppelt. Dit komt overeen met ongeveer 1.8Vp op de basis bij een uitgangsspanning van rond de 10Vp.

De resultaten zijn weergegeven in figuur 8. Figuur 8A toont de situatie voor $Q = 2$. Hierbij is ΔA_U in orde van 35% groter dan A_U . Er is sprake van zeer ernstige omhullende instabiliteit. De B figuur toont de situatie voor $Q = 4$. De instabiliteit is nog steeds ernstig, maar er is enige verbetering waarneembaar. In de C figuur is de Q verhoogd tot 8. Hierbij is ΔA_U voor de ongunstigste omhullende frequentie ongeveer 20% kleiner dan A_U . Hier ziet men dat na het inschakelen de omhullende variaties uitsterven en een overgang naar stabiel oscilleren optreedt, zonder dat verzadiging optreedt. Dit was voorspeld op grond van de steprespons.

5.3. Verzadigd bedrijf.

Niet verzadigende klasse C oscillatoren zijn het moeilijkst stabiel te houden. In geval van vermogenstoepassingen is de fasestabiliteit van de oscillator niet van belang maar wel een hoog rendement. Enige verzadiging is dan zeer wenselijk.

Figuur 9 toont de golfvormen voor dezelfde schakeling als gebruikt t.b.v. figuur 8B ($Q_{load} = 4$). Alleen de instelstroom is verhoogd van 22mA naar 50 mA. Hierdoor kan de collectorstroom zo groot worden, dat verzadiging optreedt. Bovendien wordt door de toegenomen basisstroom C_B sneller opgeladen of ontladen waardoor de versterker sneller zijn eindtoestand bereikt.

De oscillator is nu volledig stabiel. Dit was verwacht. Een versterker waarbij de transistor verzadigd raakt, heeft een ΔA_U welke kleiner is dan A_U , ongeacht de frequentie van de omhullende.

De negatieve helften van U_C vallen mooi samen met de collectorstroompulsen. De toppen zijn iets ingezakt. De openingshoek bedraagt rond de 130° . Het rendement valt iets lager uit dan men berekent op grond van de openingshoek en de verzadigingspanning. Dit komt omdat de collectorstroom iets afgeplat is.

Output waveforms of the non saturating oscillator with different Q factors of the collector parallel resonant circuit.

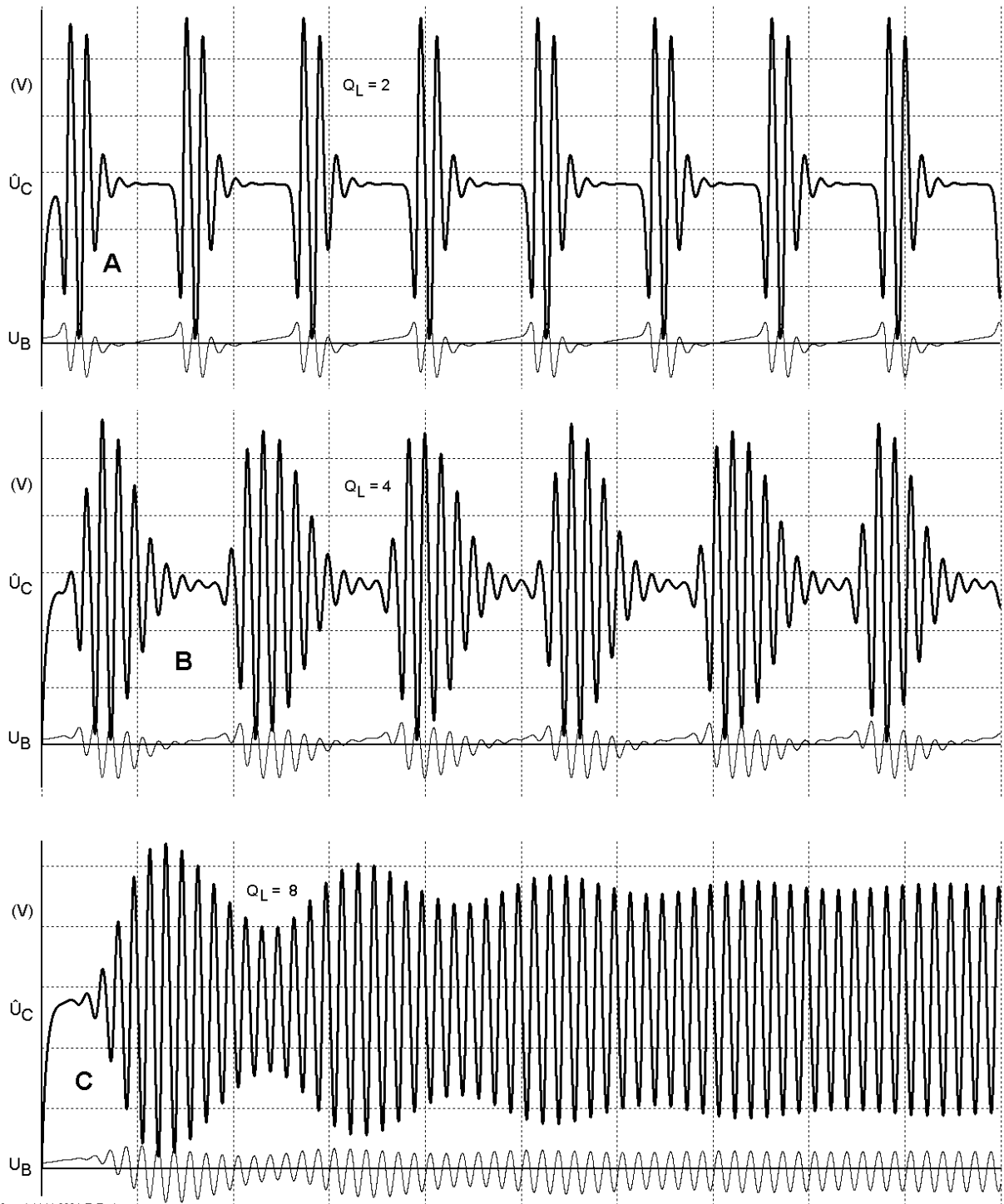


Fig. 8, Copyright (c) 2004, TeTech

Figuur 8, Oscillatorsignaal bij diverse Q factoren van de LC kring.

Output waveforms of the saturating class C oscillator under full load and no load conditions. Q at full load (7 Ohms) = 4.

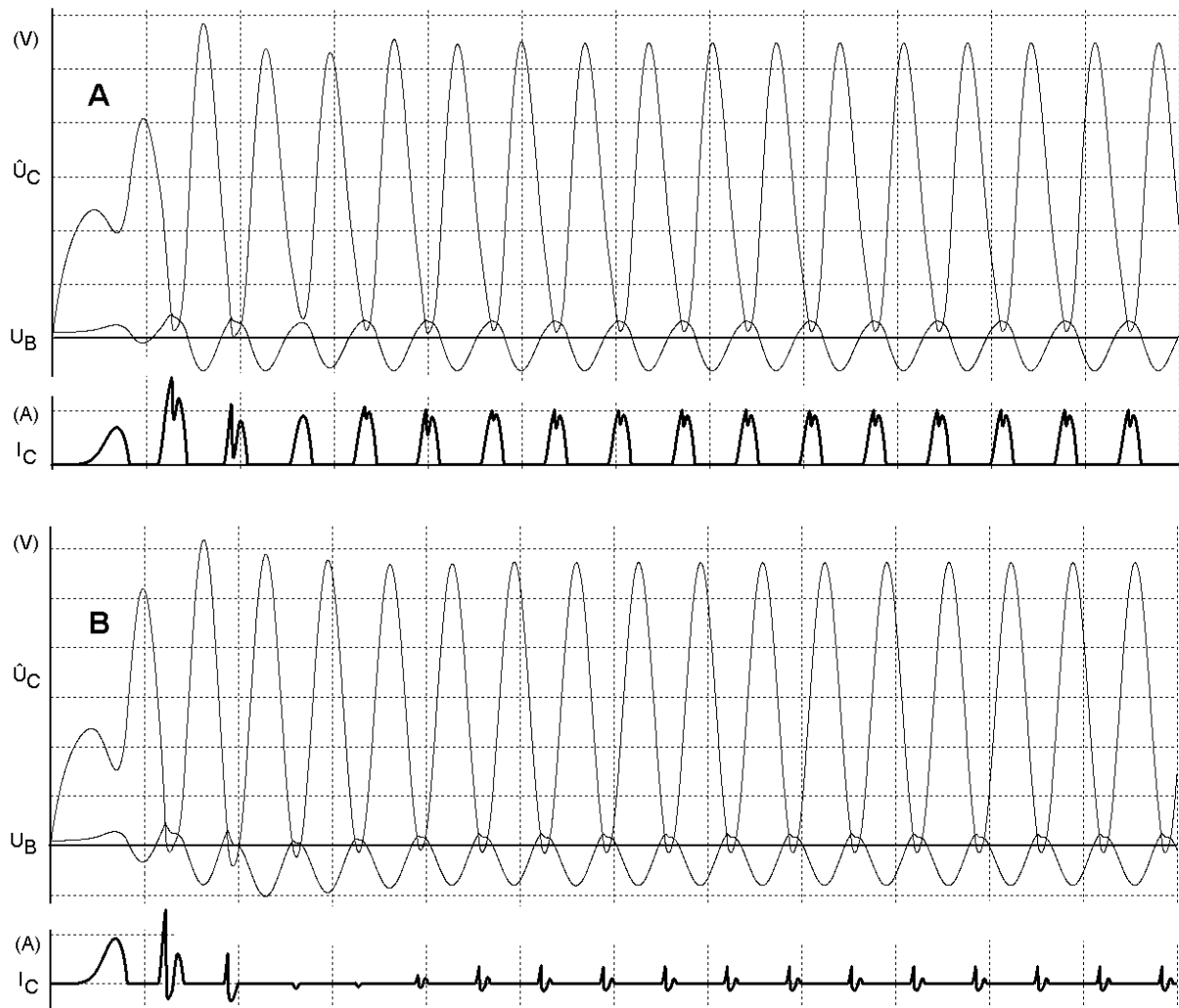


Fig. 9, Copyright (c) 2004, TeTech

Figuur 9, Golfvormen voor de belast en onbelast werkende verzadigde klasse C oscillator met "Sliding Bias".

Figuur 9B toont de golfvormen van dezelfde schakeling, doch de belasting (R_L is weggelaten). Hier ziet men dat de opgenomen stroom sterk afneemt. U_C is zelfs negatief, waardoor praktisch alle basisstroom via de BC-diodeovergang wegvloeit. De gemiddelde waarde van U_B is sterk afgenomen. Het gevolg is dat U_B momentaan sterk negatief wordt. Dit is de reden dat men \hat{U}_B in geval van BJT's bij voorkeur niet groter dan 2.5V dient te kiezen. Dit resulteert in een maximale sperspanning voor de BE-overgang van 5V.

In zowel lineair als verzadigd bedrijf loopt de oscillator snel aan. Dit werd verwacht omdat A_U voor kleine signalen veel groter is dan A_U tijdens klasse C bedrijf (zie figuur 7A).

5.4. **Bipolaire Junction Transistors in verzadigd bedrijf.**

Indien een Bipolaire Junction Transistor in verzadiging gestuurd wordt, wordt de BC-diode, welke normaliter ver in sper staat, voorwaarts ingesteld. De capaciteit van de voorwaarts ingestelde BC overgang is bij de meeste transistoren aanmerkelijk hoger dan die van de BE diode (bij gelijke diodestroom). Dit is bij normaal ligt verzadigd bedrijf geen probleem. De meeste basisstroom vloeit via de BE-diode.

In geval van onbelast bedrijf vloeit echter veel stroom weg via de BC diode. De BC diodecapaciteit wordt daarmee dominant t.o.v. de BE-diodecapaciteit. Dit kan leiden tot het "traag" uitgaan van de transistor. Het gevolg is een vergroting van de openingshoek van de onbelast werkende oscillator. Het uit zich bij onbelast bedrijf in:

- A. het afplatten van de negatieve helften van de collectorspanning bij relatief lage Q factoren en toename van de maximaal optredende U_C .
- B. Het sterk negatief worden van de collectorspanning bij hoge Q factoren en sterke toename van pieken van U_C .

Dit is ongewenst. Er kan doorslag optreden in de transistor en de teruggekoppelde spanning neemt onnodig toe. Indien mogelijk, gebruik een snellere transistor (een transistor met kortere schakeltijden) of verlaag de frequentie. Indien U_B sterk niet sinusvormig is, verlaag R_B . Mocht dit niet mogelijk zijn, dan is er nog een truc om de BC-diodestroom om te leiden via een externe diode. In figuur 10B is dit weergegeven. Afhankelijk van: het type diode (stroomsterkte en vooral de keuze Si of Schottky) en de toelaatbare toename in verzadigingsspanning, dient men R_B te verdelen over R_{B1} en R_{B2} .

In geval van hoge voedingsspanningen is een toename van de verzadigingsspanning meestal geen probleem. Men zou dan $R_{B1} = 0$ kunnen stellen. Dit zou kunnen leiden tot de eerder besproken omhullende stabiliteit op exact de halve oscillatiefrequentie. Enige experimenten, eventueel in combinatie met simulatie, leiden meestal tot een goede oplossing.

OPMERKING:

Het Gummel-poon transistormodel heeft diverse parameters om het gedrag van de voorwaarts ingestelde BC diode te beschrijven. Het komt echter geregeld voor dat men deze parameters niet of niet goed bepaald heeft. Bekijk de TF (ideal forward transit time) en TR (ideal reverse transit time) parameters. TR dient aanmerkelijk groter te zijn dan TF (een factor 20 is geen uitzondering). Is dit niet het geval, probeer dan de transistorparameters van een andere fabrikant. Bij lineair bedrijf is de waarde van deze parameters van minder belang. In geval van verzadigd bedrijf is het van groot belang.

5.5. **Overbelasting van de oscillator.**

Voor een optimaal rendement ontwerpt u zodanig dat enige verzadiging plaatsvindt. We hebben gezien dat enige verzadiging de omhullende stabiliteit zeer ten goede komt. Dit kan ook betekenen dat als de oscillator zwaarder belast wordt dan normaal (kleinere R_L), de transistor uit verzadiging gaat en instabiel wordt. Naast de aanmerkelijk verhoogde dissipatie (oscillator levert meer vermogen bij een lager rendement), treden bij een instabiele oscillator hogere piekstromen op.

Er zijn diverse strategieën om dit probleem aan te pakken:

1. Als het slechts voor zeer korte duur is (bijvoorbeeld inschakelgedrag) kan met volstaan met het controleren op te hoge stroom/spanning.

2. Als het voor korte duur is, maar de omhullende stabiliteit moet gewaarborgd blijven, dan kan men: de Q factor verhogen en/of de biasstroom verhogen opdat de oscillator nagenoeg in verzadiging blijft.
3. De instelstroom zo kiezen opdat de oscillator bij toenemende belasting pas uit verzadiging gaat indien de openingshoek bijna 180° geworden is.
4. Elektronisch afschakelen bij overbelasting (kost wel weer meer componenten).

Indien u MOSFET's gebruikt, dient u overbelasting zorgvuldig te bekijken. De Drainstroom wordt immers niet beperkt door een H_{FE} .

5.6. Dynamische instelling.

De instelstroom voor de basis dient bepaald te worden aan de hand van het nominaal te leveren vermogen of, aan de hand van het piekvermogen. Dit kan er toe leiden dat een relatief hoge basisstroom nodig is (in ons voorbeeld 50mA). Indien uw oscillator veel in deellast werkt, is het bias vermogen niet meer te verwaarlozen.

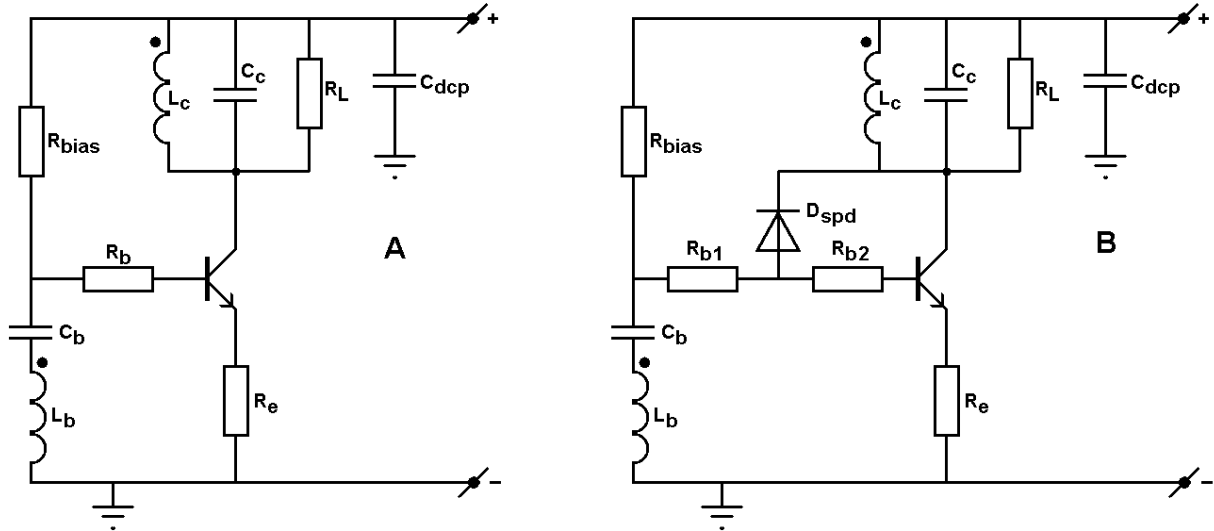
Het reduceren van de bias tijdens deellast is een goede optie om het overall rendement te verbeteren. Komt de collectorstroom beneden een bepaalde waarde, dan kunt u de bias stroom verminderen. Dit is met een relatief eenvoudige schakeling te doen. Bij toenemende belasting dient de bias stroom toe te nemen voordat de oscillator uit verzadiging gaat.

Er is hier sprake van een sturing. De invloed van de bias stroom op de collectorstroom is gering. Hierdoor is de kans op instabiliteit in een schakeling ter reductie van de instelstroom voor de basis gering.

Hoogspanningstransistors hebben een lage H_{FE} . Zelfs met dynamische instelling is het verlies in R_{BIAS} aanzienlijk. Men kan met behulp van een derde hulpwikkeling en een diode een lage gelijkspanning opwekken van waaruit men de instelstroom betreft. De spanningsval over R_{BIAS} is dan veel minder, en daarmee ook het vermogensverlies. U dient de oscillator dan wel op gang te helpen (bijv met een RC netwerk dat gedurende korte tijd de basisgelijkstroom levert).

6. Overzichtschemata's voor de klasse C oscillator met "Sliding Bias" en met transformatorterugkoppeling.

Basic circuit of Class C power oscillator with "sliding bias".



L_c and L_b form a tightly coupled transformer.

$$Q_{ldd} = \frac{R_L}{X_{L(fres)}} = \frac{R_L}{X_{C(fres)}}$$

f_{res} = resonant frequency of L_c, C_c .

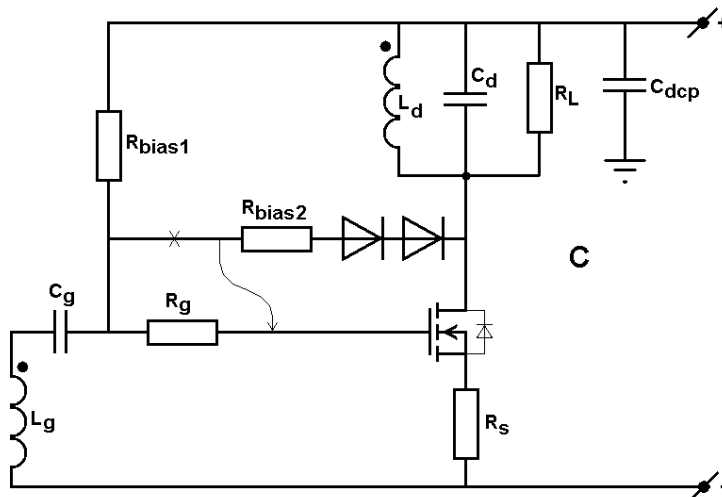
Q_{ldd} = loaded Q-factor of L_c, C_c .

$$P_{out} = \frac{(V_{supl} - V_{cesat})^2}{2 \cdot R_L}$$

V_{peak} across R_e is in the range of 200-400 mV.

Always $R_e \ll R_L$

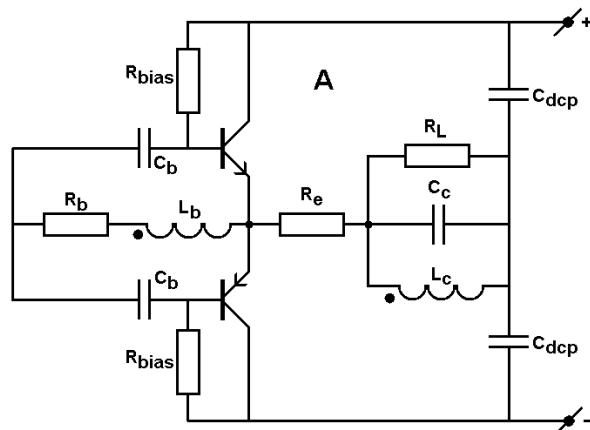
Basic circuit of Class C power oscillator with MOSFET



Figuur 10. Overzichtschemata's voor de klasse C oscillator met "Sliding Bias" in BJT en MOSFET uitvoering.

6.1. Gebalanceerde uitvoeringen.

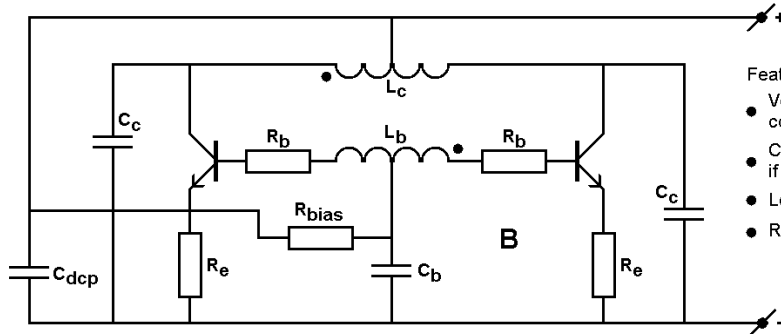
Some balanced class C oscillators with "Sliding Bias".



It looks like a CC circuit, but it is a true CE circuit.

Features:

- Usefull in High Voltage Circuits ($U_{Cmax} = U_{supply}$).
- \hat{I}_c is half of \hat{I}_c in a single ended version (with respect to \hat{I}_{RL}).
- Can be used with very low Q factors. If high distortion is accepted Q may be less then 1.
- Both Collectors do not carry AC (well suited for SMD).
- Simple Transformer.



Features:

- Very good envelope stability, also in non saturated condition.
- Can be used with very low Q factors, may be less then 1 if good transformer is used and distortion is accepted.
- Low ripple current through C_{dcp} .
- Requires reasonable transformer with center tap.

Fig. 11, Copyright (c) 2004, TeTech

Figuur 11, Gebalanceerde uitvoeringen van de klasse C oscillator met "Sliding Bias" op basis van BJT's.

Gebalanceerde uitvoeringen vereisen iets meer componenten. In veel gevallen kan R_B en R_E vervallen waardoor de toename in componenten erg meevalt. Bovendien wordt de dissipatie verspreid over twee transistoren. Hierdoor kan koeling soms goedkoper uitvallen. Dit speelt vooral in geval van SMD en relatief kleine vermogens. Gebalanceerde oscillatoren bieden meer voordelen:

1. \hat{I}_C gerelateerd aan \hat{I}_{RL} bedraagt de helft ten opzichte van de ongebalanceerde uitvoeringen. De totale stroom wordt immers door twee transistoren geleverd. Daardoor kan de Q factor halveren. Als meer vervorming toelaatbaar is, kan de Q factor verder verlaagd worden. Er is dan overigens geen sprake meer van een klasse C oscillator. Het gaat dan meer lijken op een composiet klasse C, of bij optimalisatie op een klasse E oscillator. De transistor is hierbij voor langere tijd in verzadiging.
2. In geval van verzadigd bedrijf vindt amplitude stabilisatie twee maal per periode plaats (zowel op de negatieve als positieve collectorspanningspieken). Dit resulteert in een stabielere omhullende in geval van belastingsvariaties en deellast of onbelast bedrijf.

Toelichting op schakeling A (jis Common Emitter oscillator!).

1. De maximale collectorspanning is gelijk aan U_{supply} . Dit concept werk bijzonder goed bij hoge voedingsspanningen. Bij lage voedingsspanningen is dit concept minder geschikt omdat de impedanties grofweg gezien een factor 4 lager liggen.
2. Het transformatorontwerp is net zo eenvoudig als bij de ongebalanceerde versie. De koppelfactor tussen L_C en L_B is niet kritisch.
3. De beide collectoren liggen voor AC aan massa. In geval van SMD kan men de transistors aanbrengen op grote kopervlakken.

Toelichting op schakeling B.

1. De RMS stroom door de ontkoppelcondenator bedraagt minder dan helft, bij gelijk uitgangsvermogen.
2. Doordat beide transistoren op CB aangesloten zijn, vindt twee maal per periode correctie plaats van de gelijkstroominstelling. De omhullendestabiliteit van de niet verzadigde oscillator is daardoor iets beter dan van de ongebalanceerde oscillator.
3. Het transformatorontwerp is wat kritischer en er zijn twee middenaftakkingen vereist. Doordat beide transistoren hun eigen C_C hebben, hoeft de koppelfactor tussen de beide helften van L_C niet zo hoog te zijn (in orde van 0.98 is voldoende).
4. In veel gevallen is enige R_E vereist om ongelijke stroomverdeling tussen de transistors te voorkomen.

7. MOSFET's in plaats van Bipolair Junction Transistors (BJT's).

Op dit moment is er een grote keus aan MOSFET's. In veel toepassingen zijn zij superieur aan de BJT. Een vergelijking (verre van volledig):

1. MOSFET's in het spanningsbereik tot 100V hebben zeer lage verzadigingsspanning (minder dan 0.1V bij ampère's).
2. MOSFET's zijn sneller dan BJT's van gelijk vermogen. Dit blijkt o.a. uit de schakeltijden.
3. MOSFET's zijn beter uitgerust om te schakelen (hebben geen last van een in geleiding komende BC-diodeovergang). Bovendien geleidt een MOSFET twee kanten op (een BJT doet dit aanmerkelijk slechter).
4. In het hoge spanningssegment (500V en hoger) hebben BJT's een lagere verzadigingsspanning.
5. Een MOSFET is een spanningsgestuurde component. Men hoeft geen basisstroom te leveren. Instelcircuits zijn doorgaans eenvoudiger.
6. de steilheid van een MOSFET is grofweg een factor 2 minder dan van een BJT met gelijk vermogen.

OPMERKING:

Sinds enige tijd zijn er transistoren op de markt welke een zeer hoge stroomversterking hebben in het Ampère gebied, een lage verzadigingsspanning hebben en behoorlijk snel zijn. O.a. PHILIPS (BISS) en ZETEX maken ze. Zij zijn concurrerend met MOSFET's bij kleine vermogens en vooral lage spanningen. Er is een redelijk aanbod in SMD behuizingen (SOT223, DPAK, SOT23, SOT89).

Wat hebben MOSFET's voor gevolgen voor klasse C oscillatoren.

1. Het "sliding bias" concept werkt bij de gratie van de BE en BC diode. Het werkpunt verschuift automatisch naar klasse C bij insturing met 1 V of meer. De Gate van een MOSFET is volledig geïsoleerd, er treedt daardoor geen verschuiving van het werkpunt op.
2. Indien de BJT in verzadiging komt, resulteert dit automatisch in een kleinere openingshoek en reductie van de stroom (sliding bias). In geval van de MOSFET is dit terugkoppelmechanisme niet aanwezig. De MOSFET klasse C versterker werkt dan ook als een klasse C versterker met vast instelpunt.
3. De MOSFET komt later in geleiding dan de BJT en zijn steilheid is in orde van een factor 2 lager. Doorgaans is meer stuurspanning nodig om een zelfde openingshoek te verkrijgen als in een BJT.
4. Hoewel de MOSFET voor LF bijzonder hoogohmig is, heeft hij wel behoorlijke ingangscapaciteit (C_{GS}) en terugwerkingscapaciteit (C_{DG}). Dit betekent dat voor HF de bronimpedantie voldoende laag dient te zijn om deze capaciteiten te openen ontladen. Bovendien heeft men van deze capaciteiten iets meer last omdat in orde van de dubbele stuurspanning nodig is.

Om de MOSFET als vermogensoscillator te kunnen bedrijven moet op de en of andere manier een "Sliding Bias" bedacht worden.

Een van de makkelijkste manieren om dit voor elkaar te krijgen is om te kijken naar de negatieve pieken in de U_D . Is de MOSFET niet in verzadiging, dan is de Gate instelspanning blijkbaar te laag. Bevindt de MOSFET zich diep in verzadiging, dan is hij blijkbaar te hoog. Koppeling van de spanningsdalen in U_D naar U_g is dan een oplossing.

Een MOSFET komt pas in geleiding bij spanningen in orde van enkele Volts. Via een diode tussen de gate en drain kan men $U_{G_{gem}}$ laten dalen. Echter hiermee komt de MOSFET nooit in verzadiging en is er grote kans op omhullende instabiliteit (vooral bij lag belaste Q factor en kleine openingshoek). Door het opnemen van een serieweerstand in combinatie met een biasweerstand vanaf de positieve voeding, kan men "sliding bias" nabootsen.

Indien de oscillator onbelast is, gaat in eerste instantie de MOSFET in diepe verzadiging (U_D zelfs negatief) met als gevolg een verbreding van de negatieve pieken en een sterk negatieve drainstroom (wat geen probleem is). Dit zorgt voor het langer in geleiding zijn van de diode (per periode). Daardoor wordt meer lading onttrokken aan het gate circuit en daalt $U_{G_{gem}}$. Daardoor neemt de openingshoek af en is het stabiliserend effect bereikt. De lusversterking van dit terugkoppelmechanisme is aanmerkelijk lager dan in het geval van de BJT. De openingshoek neemt bij nullast daardoor minder sterk af dan bij de BJT. Dit is vooral het geval indien een hoge \hat{U}_G nodig is om de gewenste openingshoek te verkrijgen.

Figuur 12 toont een voorbeeld van een 10W oscillator werkend op 30 kHz met een IRFZ34N. Merk op dat de amplitude van de AC component van U_G relatief laag is (rond 2V). Dat komt omdat de MOSFET in de voorbeeldversterker op een relatief lage \hat{I}_D bedreven wordt. $I_{D_{cont}}$ bedraagt voor deze MOSFET 27A. Gebruikt u een MOSFET zodanig dat \hat{I}_D meer dan 40% van zijn gespecificeerde maximale continu waarde bedraagt? U dient dan in orde van 5Vp aan te bieden om een openingshoek in orde van 135° te krijgen.

Figuur 13 toont een oscillator waarbij \hat{I}_D in orde van 28A is. Hierbij is dezelfde MOSFET gebruikt als in figuur 12. De voedingsspanning bedraagt 24V, \hat{U}_G bedraagt ongeveer 5V (openingshoek $\approx 135^\circ$), de frequentie bedraagt 100 kHz. Merk op dat R_G relatief hoog mag zijn. Hieruit blijkt dat in de praktijk ook voor AC een MOSFET een aanmerkelijk hogere ingangsimpedantie heeft dan een BJT. Dit circuit is uitsluitend getoond om de invloed op U_G te laten zien. Voor continu gebruik op 24V is het aan te bevelen om een zwaardere MOSFET te gebruiken.

Gebruikt men MOSFET's welke bij relatief hoge spanningen in geleiding komen, dan is het raadzaam om twee diodes in serie te plaatsen. Dit verbetert het gedrag bij onbelast bedrijf (minder diepe verzadiging). Dit geldt ook indien u een MOSFET op relatief hoge \hat{I}_D gebruikt. In figuur 13 zijn om deze reden twee diodes gebruikt.

Omwille van het nullastverlies probeert u R_{BIAS1} zo hoog mogelijk te nemen. Realiseert u zich wel dat als instabiliteit van de omhullende ontstaat, deze zeer hevig is. Dit komt omdat τ_{HF} dan erg groot wordt ten opzichte van τ_{LF} (zie paragraaf 4.3). Bij MOSFET's is er geen " H_{FE} " die de stroom beperkt. Als de oscillator om wat voor reden dan ook afslaat, loopt I_D zeer sterk op (indien geen externe stroombeperkende maatregelen voorhanden zijn).

Example 100 kHz oscillator with MOSFET at high drain current.

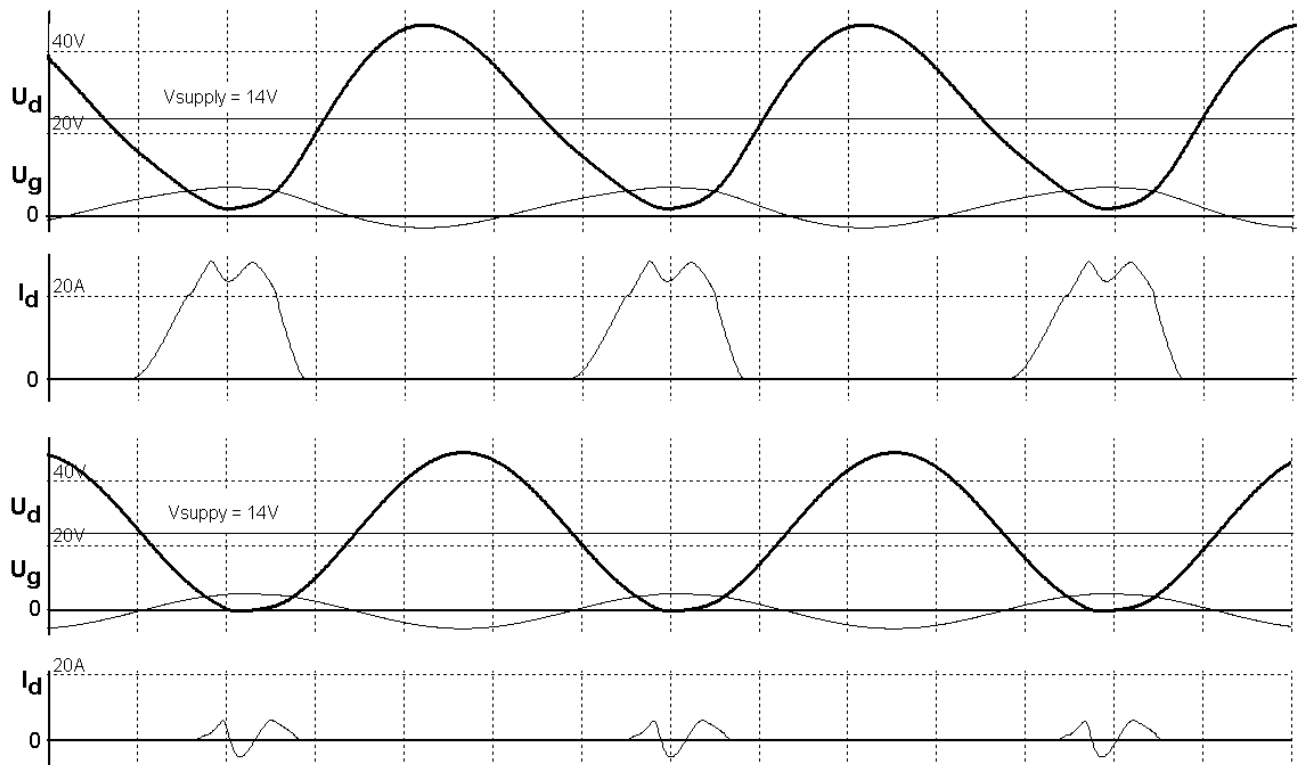
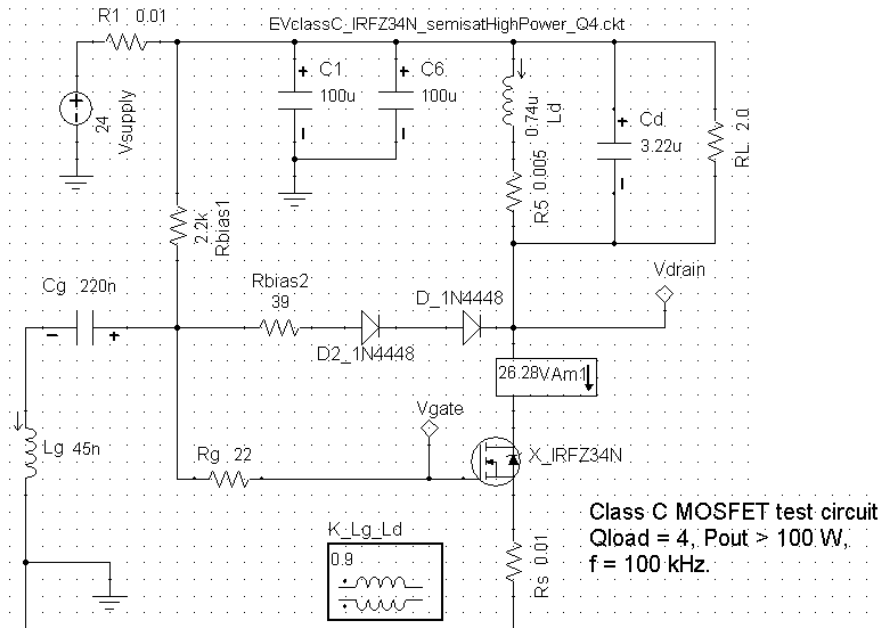


Fig. 13, Copyright (c) 2004, TeTech

Figuur 13, Voorbeeld van een 100 kHz klasse C oscillator met MOSFET met een relatief hoge \hat{I}_D .

8. Verkorte ontwerpstrategie klasse C oscillator met één Bipolaire Junctie Transistor.

Zie ook figuur 10 (print deze afbeelding uit en houd hem bij de tekst).

8.1. Benodigde gegevens voor het ontwerp:

Van tevoren dient u te beschikken over de volgende gegevens:

1. De gebruikte voedingsspanning (LET OP: de maximale spanning over de transistor bedraagt iets meer dan twee maal de voedingsspanning.)
2. Het gewenste continu uitgangsvermogen.
3. Gewenste piekvermogen en hoe lang dit geleverd dient te worden.
4. Schatting van de H_{FE} van de transistor (deze is sterk temperatuurafhankelijk).
5. Schatting van V_{cesat} van de transistor.
6. De oscillatiefrequentie.

8.2. Enkele overwegingen:

Een hoge oscillatiefrequentie resulteert in kleine spoelen, kleine kernafmetingen en kleine condensatoren. Bedenk wel dat indien R_L erg laag uit blijkt te vallen (dat is het geval bij lage voedingsspanning en groot vermogen), parasitaire zelfinductie een grote rol speelt. 10nH bezit bij 2 MHz reeds iets meer dan 0.1 Ohm aan reactantie.

Indien u een relatief hoge frequentie gebruikt, kan het gebeuren dat in de onbelaste situatie de onderkant van de collectorspanning sterk afplat. De collector piekspanning ligt dan ver boven $2 \cdot V_{sup}$. Kies in dit geval een snellere transistor of gebruik de omleidingstruc met de Basis-Collectordiode. Ook kunt u "dynamic bias" toepassen, maar dit resulteert in meer componenten.

Indien van een lage voedingsspanning gebruik gemaakt wordt (bijv 3.3V), wordt de maximale uitsturing sterk beperkt door V_{cesat} . Kies in dat geval een laagspanningstransistor welke een hoge stroom kan hebben. Maak géén gebruik van de omleidingstruc met de Basis-Collectordiode. Het rendement loopt sterk terug.

Continu- en Piekvermogen. Indien het piekvermogen slechts gedurende korte tijd geleverd hoeft te worden, is tijdelijk uit verzadiging gaan niet zo'n probleem (geeft korte tijd slechter rendement). Zelfs enige omhullende instabiliteit is dan geen probleem. In geval van grote vermogens, waarbij de reserves van de transistor minder zijn, dient omhullende instabiliteit vermeden te worden (geeft hoge piekstromen).

Moet tijdens het piekvermogen de collectorspanning sinusvormig zijn? Dan dient de Q factor van de kring tijdens het piekvermogen minimaal 2 te bedragen. De Q factor tijdens nominale belasting kan dan relatief hoog uitvallen. Hoge Q factoren bevorderen de omhullende stabiliteit bij uit verzadiging gaan. Hoge Q factoren geven echter hoge stromen door L_C en C_C met de kans op extra verliezen in L_C en C_C . Onder normaal bedrijf wordt een Q factor van rond de 4 aangeraden (voor de gebalanceerde versie kan een Q van 2 aangehouden worden). Hoger mag natuurlijk, maar denk wel aan de verliezen in L_C en C_C . Controleer altijd of tijdens het piekvermogen de oscillator niet afslaat (de kans hierop is bijzonder klein).

De openingshoek.

Kleine openingshoeken geven hoger rendement, maar ook hogere piekstromen en steile flanken. Door parasitaire effecten (zelfinducties) en toename van de verzadigingsspanning is de toename van het rendement beperkt. Onder nominaal, ligt verzadigd, bedrijf wordt een openingshoek van rond de 135° aangeraden (werkfractie rond de 0.38). Bij toename van de belasting dient de openingshoek de 180° genaderd te hebben alvorens de transistor uit verzadiging gaat (ter voorkoming van omhullende instabiliteit). Men kan hieraan ontkomen door een hogere Q factor te kiezen en C_B te minimaliseren (denk wel aan de fasedraaiing).

Parallel schakelen van transistoren is meestal duurder dan één zwaarder type gebruiken. Toch is het parallel schakelen van twee transistoren te overwegen. De stroom wordt verdeeld over twee transistoren, dit levert een lagere verzadigingsspanning op. De dissipatie halveert eveneens. De case temperature mag dan veel hoger zijn. Wellicht kan men dan zonder koellichaam af (Surface Mounted Components), of met een veel kleiner koellichaam. Tevens is bij lagere stroom de H_{FE} aanmerkelijk hoger waardoor R_{BIAS} kleiner kan worden (vermindert het nullastverlies). De H_{FE} (\hat{I}_C/\hat{I}_B) van vermogenstransistoren in het ampère gebied bedraagt doorgaans niet meer dan 30.

8.3. Een Ontwerpstrategie voor de "echte" klasse C oscillator.

Bepaling L_C en C_C :

Bepaal aan de hand van het vereiste continu of piekvermogen de waarde voor R_L .

$$R_L = 0.5 \cdot (V_{sup} - V_{cesat})^2 / P. \quad V_{cesat} \text{ in orde van } 0.2 \dots 1V.$$

Bepaal de waarde van de reactanties van L_C en C_C uit.

$$X_L = X_C = R_L / Q \quad L_C = X_L / (2 \cdot \pi \cdot f) \quad C_C = 1 / (X_C \cdot 2 \cdot \pi \cdot f)$$

Bepaling L_B :

L_B vormt met L_C een transformator. De koppelfactor is niet kritisch. Indien L_C op een kern gewikkeld is, en men wikkelt L_B over L_C , dan is de koppelfactor zeker goed genoeg ($>0,95$). Kies de wikkerverhouding zodanig dat de onbelaste \hat{U}_i rond de 1.5 V ligt voor vermogens tot enkele Watts. Voor grotere vermogens kan voor \hat{U}_i ongeveer 2 tot 2.5 V gekozen worden. Kies \hat{U}_i bij voorkeur niet boven 2.5V. De kans bestaat dat bij onbelast draaien van de oscillator de BE-diode in sperrichting in geleiding komt.

Een grotere \hat{U}_i geeft kleinere openingshoek. Red je het met 2.5V niet om een voldoende kleine openingshoek te krijgen, kies dan een zwaardere en/of snellere transistor. Controleer of de transistor niet onnodig ver in verzadiging gaat (zo ja, verlaag R_{bias}).

Indien u de schakeling eerst simuleert, resulteert een wikkerverhouding van bijvoorbeeld n:1, in een L_B welke een factor n^2 kleiner is dan L_C .

Bepaling van R_b en R_e :

In principe zijn R_e en R_b niet nodig. R_e is echter makkelijk om de collectorstroom(vorm) te bepalen. R_e kan ook gebruikt worden om in geval van twee parallelstaande transistors de collectorstromen gelijk te verdelen. Kies dan \hat{U}_R in

orde van 0.3..0.5V. Het opnemen van R_E zorgt voor een vergroting van de openingshoek en geringere kans op omhullende instabiliteit.

Plaatst men R_E uitsluitend tijdelijk ter bepaling van de collectorstroom, kies dan \hat{U}_R in orde van 0.1V. Na verwijdering neemt de openingshoek met enkele graden af. De piek collectorstroom bedraagt bij een openingshoek van rond de 135° ongeveer 2.4 keer de piekstroom door R_L . Hieruit volgt:

$$R_E \approx 0.4 \cdot (0.1 \dots 0.5) \cdot R_L / (V_{sup} - V_{cesat})$$

R_B voegt reëel deel toe aan de basis waardoor de kans op parasitair oscilleren op hogere frequenties afneemt. R_B kan dus in veel gevallen achterwege blijven. R_B verhoogt de openingshoek eveneens. Met R_B kan men ook enige negatieve fasedraaiing introduceren (daardoor kan C_b iets kleiner worden). Als startwaarde kan men R_B zo kiezen, dat over R_B een piekspanning van rond de 100...300 mV valt. De positieve piek van de basisspanning zal iets afplatten.

$$R_B \approx 0.4 \cdot (0.1 \dots 0.3) \cdot H_{FE} \cdot R_L / (V_{sup} - V_{cesat})$$

Neem voor H_{FE} ongeveer de waarde welke geldt voor de \hat{I}_C ($\hat{I}_C \approx 2.4 \cdot \hat{I}_{RL}$). Gebruik de factor 0.1 als startwaarde.

Indien bij deellast of onbelast bedrijf instabiliteit ontstaat op de halve oscillatorfrequentie, dan is dat vaak op te lossen door R_B iets groter te kiezen.

Bepaling van C_B :

C_B is noodzakelijk ter verkrijging van de sliding bias. Uit het oogpunt van omhullende stabiliteit wenst men C_B zo klein mogelijk. Een te kleine C_B geeft echter een te grote positieve bijdrage aan de basis. Daardoor bereikt de I_C zijn maximum reeds voordat U_{CE} zijn minimum bereikt (geeft slecht rendement).

C_B dient zo gekozen te worden opdat zoveel positieve fasedraaiing geïntroduceerd wordt dat minimale U_{CE} samenvalt met maximale I_C . De vereiste waarde van C_B is van veel factoren afhankelijk. (gewenste fasedraaiing, openingshoek, gemiddelde collectorstroom, R_B en R_E , amplitude van de basisspanning, diepte van verzadiging, etc). Kortom, lastig.

Men kan de volgende strategie gebruiken (welke er factoren naast kan zitten):

Ga ervan uit dat rond de 15° positieve fasedraaiing nodig is. X_{Cb} dient dan ongeveer 25% van de grootsignaal ingangsimpedantie te bedragen. De piekstroom door R_L wordt volledig geleverd door de collector, dus $\hat{I}_{C[1]} = \hat{I}_{RL}$. Ofwel:

$$\hat{I}_{B[1]} \approx \hat{I}_{RL} / H_{FE}$$

T.g.v. van de geringe collector verzadiging gaat een gedeelte van I_B door de BC-diode. Stel dat even veel stroom door de BC als BE diode gaat. dan geldt:

$$\hat{I}_{B[1]} \approx 2 \cdot \hat{I}_{RL} / H_{FE}$$

$\hat{U}_{B[1]}$ bedraagt ongeveer 2V Ofwel $Z_{B[1]} \approx H_{FE} / \hat{I}_{RL}$.

Voor X_{CB} geldt dan:

$$X_C \approx 0.25 \cdot Z_{B[1]} = 0.25 \cdot H_{FE} / \hat{I}_{RL}, \quad C_B \approx 1 / (X_C \cdot 2 \cdot \pi \cdot f)$$

Aan de hand van meting van U_C en I_C dient de juiste waarde bepaald te worden. Vertrouw niet 100% op simulatieresultaten.

¡LET OP! Neem geen extra inductie op in serie met C_B (met als doel de reactantie van C_B kunstmatig te verlagen). Dit resulteert in sterke negatieve piekspanningen op de basis.

De bepaling van R_{BIAS} :

Via R_{BIAS} wordt de basisgelijkstroom geleverd. Bij de bepaling van C_B vonden we dat met inbegrip van enige verzadiging geldt: $\hat{I}_{B[1]} \approx 2 \cdot \hat{I}_{RL} / H_{FE}$. I_{Bgem} bedraagt dan (bij 180° openingshoek):

$$I_{Bgem} = 1.27 \cdot \hat{I}_{RL} / H_{FE}, \quad R_{BIAS} = 0.8 \cdot V_{sup} \cdot H_{FE} / \hat{I}_{RL}$$

¡LET OP! Maak een afweging of u R_{BIAS} baseert op het nominaal vermogen of het piekvermogen. Een hoge biasstroom geeft ook extra verlies (in de vorm van warmteontwikkeling in R_{BIAS}).

De bepaling van C_{DCP} :

Een praktische waarde voor de rimpelspanning is 5..10% pp ten opzichte van de voedingsspanning. Uit de condensator wordt alleen lading onttrokken tijdens de collectorstroompuls (te meten over R_E). De lading per puls bedraagt in orde van $0.6 \cdot \hat{I}_{RL} / f$. Uit $Q = C \cdot U$ volgt dan:

$$C \approx 12 \cdot \hat{I}_{RL} / (V_{sup} \cdot f) \quad (\text{rimpel} < 5\% \text{pp van } V_{sup})$$

Grotere C geeft kleinere rimpel. Controleer of $ESR \ll X_C$ bij de oscillatiefrequentie. Controleer ook of de condensator de RMS rimpelstroom kan hebben. De RMS waarde van de AC component op I_C (135° openingshoek) bedraagt $0.86 \cdot \hat{I}_{RL}$.

Het pad R_e , transistor, C_C en C_{dcp} dient zo kort mogelijk te zijn om parasitaire zelfinductie te minimaliseren.

Speed up diode:

De speed up diode leidt een gedeelte van de basisstroom buiten de BC diode om. De BC-diodeovergang heeft bij gelijke stroom als door de BE-diodeovergang een veel grotere capaciteit (ruimteladingscapaciteit). Hoeveel deze groter is, verschilt per type transistor (vooral per productiemethode). Deze capaciteit zorgt er onder andere voor dat de transistor niet snel uit wil. Maakt men $R_{B1}=0$ en $R_{B2}=R_B$, dan wordt veel stroom omgeleid. Dit leidt tot een snelle transistor, maar hoge verzadigingsspanning (slechter rendement). De transistor komt niet meer in verzadiging.

Sluit men D_{spd} tussen B en E, dan kan het zijn dat te weinig stroom geleid wordt (tenzij men een schottky diode gebruikt). Kortom dit is gewoon een proces van uitproberen.

Het omleiden van de basisstroom heeft effect indien de oscillator nagenoeg niet belast wordt. Nagenoeg alle basisstroom gaat dan via de BC-diodeovergang. Dit kan

tot gevolg hebben dat de transistor lang aanblijft waardoor de onderzijde van de sinus plat wordt (en de bovenzijde sterk boven $2 \cdot V_{sup}$ uitkomt).

Soms veroorzaakt de speed up diode bij bepaalde belastingen omhullende instabiliteit met een frequentie van exact $0.5 \cdot f_{osc}$.

8.4. Problemen.

In geval van nieuwe oscillatoren: ¡start op met een stroombegrenzingsweerstand!

1. De onbelaste collectorspanning stijgt ver boven $2 \cdot V_{sup}$ uit.

De onderzijde van de collectorspanning is dan afgeplat. Treedt dit probleem ook op bij nominale belasting? Zo ja, verminder dan eerst R_{BIAS} . Als het probleem bij nominaal bedrijf opgelost is, doch tijdens nullast blijft bestaan, dan zijn er verschillende opties.

Controleer of de spanningsvorm links en rechts van R_B ongeveer gelijk zijn. Zo niet, verminder R_B .

Meet gelijktijdig over R_E en de collector om te kijken of de collectorstroompiek voor of na de negatieve amplitude van U_C komt. Stroompiek bevindt zich links van negatieve amplitude van U_C , dan C_B vergroten.

Probeer een snellere transistor of lagere frequentie.

Als dit alles niet werkt of praktisch niet kan, dan kunt u de omleidingstruc gebruiken. Afhankelijk van de voedingsspanning levert dit wel een vermindering van het rendement op. Soms levert dit ook geringe omhullende instabiliteit op.

2. Omhullende instabiliteit.

Probeer eerst vast te stellen bij welke belastingen het optreedt.

Indien het probleem zich alleen bij zware belasting voordoet. Voer geleidelijk de belasting op. Gaat de transistor uit verzadiging (U over R_L neemt af)? U komt basisstroom te kort. Verlaag R_{BIAS} .

Is bij nominale belasting de spanningsvorm nog redelijk sinusvormig? Zo niet, verhoog dan de Q factor (Verlaag L_C , verhoog C_C).

Probleem doet zich ook voor bij lichte belastingen. Controleer U over C_{dcp} . Indien veel rimpel aanwezig is, gebruik grotere C of C met lagere ESR. Parallel schakelen van kleine C 's geeft goede resultaten.

Probleem doet zich alleen bij bepaalde lichte belastingen voor en de frequentie van de omhullende is exact gelijk aan de halve oscillatorfrequentie. Probleem wordt veroorzaakt door de versterker en niet door de tegenkoppeling. Het komt door de sterke ontlading van C_B via de BC-overgang. Verhoging van R_B lost het probleem meestal op. Ook kan het zijn dat de oscillator niet exact op de resonantiefrequentie van de LC kring oscilleert. Zie punt C onder rendement.

Indien omhullende instabiliteit alleen bij overbelasting optreedt kan het volgende aan de hand zijn: Transistor gaat uit verzadiging waarbij de openingshoek nog veel kleiner dan 180° is (grote kans op instabiliteit). Onder normaal bedrijf heeft

men dan een bijzonder kleine openingshoek. Remedie: Verminder de uitgangsspanning over L_B (dit betekent minder windingen), verhoog R_E en of R_B .

Wilt u niet de openingshoek verkleinen, vergroot dan R_{BIAS} en/of verhoog de Q factor van de kring (kleinere L_C , grotere C_C).

3. Rendement

Het rendement valt erg tegen. Mogelijke oorzaken:

- A. Te grote openingshoek
- B. U_C komt niet laag genoeg (transistor niet in lichte verzadiging)
- C. Piek I_C komt veel te vroeg of te laat.
- D. Te hoge overige verliezen (in spoelen, condensatoren, etc).

- A. Bepaal de openingshoek. Indien te groot, controleer de spanning over L_B . Deze dient voor kleine vermogens rond de 1.5Vp en voor grote vermogens rond de 2Vp te zijn. Doe dit ook voor de basis. Indien pp waarde over basis veel kleiner, dan dient men R_B drastisch te verlagen en of C_B te vergroten.

Controleer U over R_E . Deze dient doorgaans niet meer dan 0.5V te bedragen tijdens nominale belasting. Te hoog? verlaag R_E . Overtuig u of zelfinductie geen rol speelt.

Indien zich op de top van de stroompiek een zeer grote dip bevindt, gaat de transistor zeer ver in verzadiging. Dit vergroot de openingshoek. Probeer R_{BIAS} te verminderen. Controleer dan wel op omhullende stabiliteit bij zware belasting.

Alle voorgaande werkt niet, dan dient u wellicht een andere (snellere) transistor te gebruiken, of u dient frequentieverlaging te overwegen.

- B Bij lichtere belasting dienen negatieve pieken van U_C wel weer dicht bij 0V te komen. Negatieve waarden komen ook voor.

Verlaag R_{BIAS} . Doe dit met stappen in orde van 40%.

- C. De collectorstroompiek zit te veel links of rechts van de negatieve Piek van U_C . Het is normaal dat tijdens de negatieve piek van U_C , de stroom inzakt (er zit een dip in de top van de sinus. De stroomvorm dien zo veel mogelijk symmetrisch rond de negatieve piek van U_C te liggen.

Als de stroompiek te veel links zit, vergroot dan C_B , zit de piek te veel rechts, verklein C_B . Verandering van C_B heeft in de regel gevolgen voor de openingshoek.

- D. Overige verliezen, controleer of de overige componenten erg warm worden. Zo ja, gebruik dan componenten (vooral L_C , C_C en C_{dcp}) met lagere verliezen. Grote verliezen kunnen in de kring ontstaan indien de belaste Q-factor onnodig hoog gekozen wordt.

8.5. Help, warm ons niet te veel op.

Bij het ontwerp van schakelingen kijkt men vaak met grote aandacht naar de halfgeleider. De passieve componenten ziet men nog wel eens over het hoofd (vooral condensatoren en elco's).

Op de condensator staat vaak een maximale DC en AC waarde vermeld (bijv 1000Vdc en 400VAC). Dit wekt de indruk dat deze condensator 400 VAC RMS mag hebben bij iedere willekeurige frequentie. Dit is echter onjuist.

In de condensator treden verliezen op:

- A. Diëlectrische verliezen. Polypropyleen (MKP, FKP markering) geeft de laagste verliezen in vermogenstoepassingen en zijn verkrijgbaar in het uF bereik (voor wat betreft de foliecondensatoren). Polystyreencondensatoren zijn vaak niet in de gewenste waarde verkrijgbaar. Polyesterfilm (MKT, MKH markering) heeft een aanmerkelijk hoger diëlectrisch verlies.
- B. De opgedampte geleider of folie heeft weerstand en geeft daardoor ohmse verliezen. De zogenaamde “stacked” construction heeft minder ohmse verliezen dan de “wounded” construction. De pootjes van de condensator zijn relatief dun en hebben daardoor ook niet te verwaarlozen weerstand.
- C. Corona ontleding. In de condensator kunnen luchtinsluitingen aanwezig zijn. Hierdoor kan de lucht tussen de geleider en het diëlectricum doorslaan. Bij HF kan deze herhaaldelijke doorslag leiden tot plaatselijke verhitting en erosie van het diëlectricum. De condensator bezwijkt dan, niet op de testbank, maar bij de klant (en dat kost geld).

De fabrikanten geven in hun datasheets vaak maximale RMS spanningswaarden op als functie van de frequentie.

Ook bij elco's moet men ook uitkijken.

- A. Zij hebben relatief hoge ESR waardoor snel temperatuurstijging optreedt. De RMS stroom die elco's mogen hebben, is daardoor veel minder dan menigeen denkt.
- B. Door de temperatuurstijging droogt het diëlectricum sneller uit. Is de temperatuurstijging te groot dan verandert de ESR en capaciteitswaarde aanmerkelijk sneller dan volgens de datasheet. Dit kan tot problemen leiden. Ook hier, niet op de testbank, maar bij de klant.

Onderstaande waarden kunnen u helpen bij het kiezen van de componenten. Zij gelden voor een openingshoek van 135° . De getallen zijn ook gebruikt bij het bepalen van diverse formules in de ontwerpprocedure.

$$\begin{aligned}\hat{I} &= 1A @ 135^{\circ} \text{ openingshoek} \\ I_{\text{gem}} &= 0.243A \\ I_{\text{RMS}} &= 0.58A \\ \hat{I}_{[1]} &= 0.424A \\ \hat{I}_{[2]} &= 0.27A \\ \hat{I}_{[3]} &= 0.11A \\ I_{\text{ACRMS}} &= 0.37A \text{ (RMS waarde van AC component van } I(t) \text{)}.\end{aligned}$$

$$\text{Maximaal rendement voor eindtrap} = 0.5 \cdot \hat{I}_{[1]} / I_{\text{gem}}$$

De rendementsformule is alleen geldig voor een sinusvormige collectorspanning. Rendement bij 135° is maximaal 87%. Dit wordt niet gehaald vanwege de niet volledige uitsturing (t.g.v. U_{cesat}) en het feit dat de top van de collectorstroompiek meestal iets inzakt ten gevolge van (lichte) verzadiging.

9. Slot.

U bent aangekomen aan het eind van het document over klasse C oscillatoren en instabiliteit van de omhullende. Ik hoop dat dit document van praktisch nut kan zijn bij het ontwerpen van klasse C vermogensoscillatoren. Misschien heeft het u ook op ideeën gebracht voor andere oscillatoren.

Dit document is in korte tijd ontstaan aan de hand van losse aantekeningen en een hopelijk helder lange termijn geheugen. Suggesties om dit document te verbeteren, worden zéér gewaardeerd.

Technische vragen met een niet commercieel karakter kunt u zenden aan wimtel@totech.nl. Afhankelijk van de beschikbare tijd worden deze beantwoord (tot nu toe lukt dat binnen redelijke termijn). Voor professionele ondersteuning kunt u contact opnemen met TeTech. Een vertaling naar het Engels staat voorlopig niet op de planning (helaas).

Wim Telkamp