

Common Collector versus Common Emitter UHF oscillators.

22-OKT-02, V1.1 Wim Telkamp.

Bevindingen naar aanleiding van UHF en SHF oscillatorontwerp.

De figuren in dit document bevinden zich aan het eind van het document. De figuurnummers zijn voorzien van een cirkeltje.

CC=Common Collector, CE=Common Emitter, CB=Common Collector. Hoewel dit document uitgaat van bipolaire transistoren, gaat de genoemde werkwijze ook op voor Field Effect Transistors (FET en MOSFET).

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, mits in zijn geheel, ongewijzigd en voorzien van bronvermelding.

1 Inleiding.

Gedurende het ontwerp van Common Emitter oscillatoren volgens figuur 1, is het vaak voorgekomen dat de oscillator relatief ver beneden de resonantiefrequentie van de collector kring staat (zelfs als voor Cf gecorrigeerd is). In diverse gevallen startte de oscillator niet eens op of is het vermogensrendement zeer slecht. Merk op dat in figuur 1 alleen de voor het AC gedrag bepalende componenten getekend zijn.

De werking van het circuit volgt uit figuur 1B. De collectorkring dient zich iets inductief te gedragen (dus staat beneden de resonantiefrequentie). Lcx stelt de resulterende zelfinductie voor ten gevolge van Lc en Cc. Indien het geheel in resonantie is (Lcx, Lb en Cf), is de spanning op de onderkant van de denkbeeldige getapte resonantiekering in tegenfase met de spanning op de bovenzijde van de kring. De transistor zorgt voor -180 graden fasedraaiing zodat de rondgaande fase 0 graden is.

De werking kan ook ingezien worden door het netwerk Cf, Lb te zien als een hoog doorlatend filter waarvan de kantelfrequentie boven de gewenste oscillatiefrequentie ligt. De collector bevindt zich aan de ingang, de basis hangt aan de uitgang van het filter. Het filter verzwakt, doch geeft wel bijna +180 graden fasedraaiing. Dit samen met de -180 graden fasedraaiing van de transistor geeft een rondgaande fasedraaiing van 0 graden. De transistor draait slechts 180 graden fase, indien de collector ohms belast is. Mits voldoende rondgaande versterking aanwezig, zal deze schakeling in principe oscilleren.

In geval van UHF en SHF oscillatoren kan de terugwerkingscapaciteit van de transistor gebruikt worden (een externe C_f is dan niet nodig). Op deze manier is voor iedere frequentie de collector altijd capacitief gekoppeld met de basis. Dit brengt een interessant voordeel met zich mee: Deze schakeling oscilleert alleen indien de basis voor de oscillatiefrequentie inductief belast wordt. Een en ander houdt in dat als men de basis afsluit met de karakteristieke impedantie van de aansluitingen, de transistor altijd stabiel is (in de praktijk in orde van 200 Ohm).

Vaak willen UHF CE schakelingen niet als CE oscillator aan de gang. Dit wordt veroorzaakt doordat de transistor in de praktijk niet de gewenste -180 graden fasedraaiing geeft (doch aanmerkelijk meer). Enkele oorzaken (zie ook figuur 2):

1. De transistor heeft een basisweerstand (r_b'). In werkelijkheid is dit een over het kristal verspreide weerstand met een verdeelde C_{be} en C_{cb} . In figuur 2 is r_b' voorgesteld als een serieweerstand in serie met de basis. C_{be} en C_{cb} zijn opgedeeld in een deel voor en een deel na r_b' .

In geval van UHF en SHF is de reactantie van C_f niet meer veel groter dan r_b' . Daardoor zal het netwerk L_b , C_f , waar r_b' deel vanuit maakt, minder dan -180 graden fasedraaien.

2. Kijkt men van buiten af in de emitter van de transistor, dan ziet men in de regel een laag ohmige impedantie. Het in serie plaatsen van een impedantie met de emitter heeft dan ook grote gevolgen op het gedrag van de combinatie transistor/emitterimpedantie. Emitterzelfinductie (L_e' , zie figuur 2) zorgt ervoor dat, indien de reactantie in orde van of groter dan r_e is, tot -90 graden fasedraaiing kan ontstaan.
3. Door de aanwezigheid van r_b' en de dikte van de basis, ontstaat een tijdvertraging tussen het aanbieden van een spanning op de basis van het kristal en het daadwerkelijk gaan lopen van een collectorstroom. Zie ook punt 1. Bovendien is er de looptijd van ladingsdragers vanuit de emitter richting de collector.

Een transistor in een behuizing zal voor UHF frequenties eerder -270 dan -180 graden draaien. Daardoor komt men met een terugkoppeling als in figuur 1 fasedraaiing te kort. Indien oscillatie optreedt zal de frequentie lager liggen. De kring wordt daardoor inductief waardoor deze een extra positieve fasedraaiing introduceert. De transistor dient echter wel de reactieve stroom te leveren. Daardoor gaat het uitgangsvermogen van de schakeling omlaag. In het slechtste geval komt de oscillator niet op gang.

OPM:

Diegenen die bekend zijn met S-parameters kunnen enige gegevens uit S_{21} halen. Bij lage frequenties is S_{21} van een CE transistor nagenoeg in tegenfase met het ingaande signaal. Bij toenemende frequentie neemt zowel de fase als grootte van S_{21} af (dus bijv. van $100,+180$ graden naar $50,+135$ graden). Dit wordt voor een groot gedeelte veroorzaakt door de emitterzelfinductie en C_{cb} .

De hoogste werkfrequentie waarbij de transistor nog enige gain en uitgangsvermogen kan produceren, wordt zeer sterk bepaald door r_b' , C_{cb} en in mindere mate C_{be} . In een CE schakeling, zal over C_{cb} de hoogste AC spanning staan. De stroom door r_b' zal, in tegenstelling tot wat men verwacht, niet via de

emitter afvloeien, doch verdwijnen in $r_{b'}$ (het "miller"-effect, C_{cb} wordt vaak de millercapaciteit genoemd). Afhankelijk van $r_{b'}$, C_{cb} en de frequentie, zal meer of minder vermogen in $r_{b'}$ gedissipeerd worden. Hoe kleiner C_{cb} en $r_{b'}$, hoe meer gain op hoge frequenties te verwachten valt. Sommige datasheets specificeren het $r_{b'} \cdot C_{cb}$ product.

f_t is in de regel geen goede maat voor het gedrag van een transistor op hoge frequenties.

2 Het creëren van de juiste fasedraaiing.

Het creëren van de juiste fasedraaiing kan onder andere plaatsvinden door het belasten van de emitter met een negatieve reactantie waarvan de waarde in de buurt ligt van r_e (steilheid van de transistor, bij benadering $40I_c$). Door C_e kleiner te kiezen, kan men voor de oscillatiefrequentie het effect van L_e volledig compenseren. In figuur 3 is de transistorchip weergegeven met zijn capacitieve emitterbelasting. Van belang is dat vanaf de chip gezien de impedantie capacitief is. Bij het bepalen van deze capaciteit dient men rekening te houden met de zelfinductie van de bonding wires en het lead frame (aansluitvlakken, of draden). Deze zelfinductie bedraagt voor diverse SMD behuizingen in orde van nH. Dit levert bij 5 GHz in orde van $+j50$ Ohm op. Een praktische startwaarde is een dusdanige impedantie opdat de emitterspanning (op de chip) in orde van 20% van de collectorspanning bedraagt (op de chip). Hoe groter X_c (dus hoe kleiner C_e), hoe meer de geïntroduceerde fasedraaiing richting $+90$ graden gaat, doch hoe lager de spanningsversterker van de transistor/ C_e combinatie.

In een kleinsignaal situatie is de emitterspanning praktisch even groot als de basisspanning (op de chip gemeten of gesimuleerd) en hij is praktisch in fase. Het mag duidelijk zijn dat indien klasse C bedrijf optreedt, dit niet meer opgaat.

Men dient ervoor te zorgen dat de emitter slechts capacitief is rond de gewenste oscillatiefrequentie. Door het in serie schakelen van een weerstand wordt voor hoge frequenties de emitter weer ohms belast. Parallel schakelen van een weerstand zorgt ervoor dat bij lage frequenties de emitter eveneens weer ohms belast wordt. Dit nalaten zal tot een over een breed frequentiegebied zeer instabiele configuratie leiden. Het gevolg is parasitaire oscillaties op frequenties welke ver buiten de band liggen. Dit komt mede doordat het op UHF en SHF lastig is om voor buiten de band frequenties de basis reëel te belasten (ook aan de basis zitten pootjes en bonding wires).

2.1 Tussentijdse Conclusie.

Een transistor in CE bedrijf kan oscilleren indien:

De basis vanuit de transistor gezien inductief belast wordt (indien C_{cb} nul gesteld wordt) en de collector Ohms of iets inductief belast is en zich tussen de collector en basis een capaciteit bevindt en de emitter van de transistor reëel of iets capacitief belast is (of kortgesloten is). Dit alles met inbegrip van parasitaire capaciteiten. Men moet de capaciteiten dus eerst buiten het kristal rekenen opdat een nagenoeg ideale transistor ontstaat.

Een transistor kan echter ook in CE bedrijf oscilleren indien:

De basis vanuit de transistor gezien capacitief belast wordt (indien C_{cb} tijdelijk nul gesteld wordt) en de collector Ohms of iets capacitief belast is en zich tussen de collector en basis een inductiviteit bevindt en de emitter van de transistor reëel of iets capacitief belast is. Dit alles met inbegrip van parasitaire capaciteiten. Ook hier dient men de parasitaire capaciteiten en zelfinducties buiten de transistor denken.

De tweede optie kan alleen plaatsvinden indien tussen de collector en basis een inductiviteit aangebracht wordt welke bij de resonantiefrequentie zich samen met C_{cb} inductief gedraagt.

Ter info:

Een transistor kan in CC bedrijf oscilleren indien:

De emitter capacitief of reëel belast wordt (indien C_{be} nul gesteld wordt) en de basis inductief belast wordt (indien C_{be} nul gesteld wordt) en zich tussen de basis en emitter een capaciteit bevindt. Hierbij dienen alle parasitaire elementen buiten het transistorkristal gerekend te worden.

Een transistor kan echter ook in CC bedrijf oscilleren indien:

De emitter inductief of reëel belast wordt (indien C_{be} nul gesteld wordt) en de basis capacitief belast wordt (indien C_{be} nul gesteld wordt) en zich tussen de basis en emitter een inductiviteit bevindt. Hierbij dienen eveneens alle parasitaire elementen buiten het transistorkristal gerekend te worden.

Er is dan een zelfinductie nodig tussen de basis en de emitter welke zich bij de gewenste oscillatiefrequentie inductief gedraagt.

Of oscillatie optreedt, is afhankelijk van de totale rondgaande versterking en fase draaiing. Daar waar gesproken wordt over een capacitief of inductief effect, gaat het om het gedrag bij de gewenste oscillatiefrequentie.

3 Vreemde bijkomstigheden.

3.1 Inleiding.

In figuur 4A is een gedeelte van een complete oscillatorschakeling weergegeven. C_{cb} en C_{be} bevinden zich op de transistor chip (een transistor is immers een lagenstructuur welke capaciteiten heeft). De getekende zelfinducties kunnen in de praktijk uitgevoerd zijn als lijnstuk of resonatoren. De bedoeling is dat de oscillator oscilleert via C_{cb} en L_b . Het collectorcircuit bestaande uit C_c , L_c en RL dient de frequentie te bepalen. Re_1 zorgt voor het DC pad en voor een ohmse emitter

belasting voor lage frequenties. Re2 zorgt ervoor dat eventuele parasitaire oscillaties op hoge frequenties vermeden worden (voor het geval de basis daar nog inductief is).

Echter er is nog een oscillator te herkennen. In figuur 4B is deze weergegeven. Lb, Cbe (op de chip) en Ce vormen een parallelresonantiekering. Vanaf de emitter naar de basis treedt spanningsopslingering op. Afhankelijk van de verhouding tussen de ingangsimpedantie van de transistorchip (zonder Cbe) in CE schakeling en de reactantie van Cbe, treedt enige positieve fasedraaiing op. Een hoge belaste Q factor geeft nagenoeg geen fasedraaiing, doch kan wel veel spanningsopslingering van emitter naar basis geven. Een lage Q factor geeft in de regel positieve fasedraaiing.

Enige opslinging van basis naar emitter en enige positieve fasedraaiing zijn ideaal om een Common Collector oscillator te bouwen. Een common collector circuit heeft immers een spanninggain van iets minder dan één en nagenoeg geen fasedraaiing. Deze schakeling kan dus ook oscilleren terwijl de collector voor AC aan massa ligt.

Deze ongewenste mogelijkheid is een zeer lastig fenomeen. Men brengt een emitter C aan om een positieve fasedraaiing in de totale lus te introduceren opdat een goede Common Emitter oscillator ontstaat en het gevolg is een CC oscillator welke zich nagenoeg niets aantrekt van de resonantiekering in de collector. Men kan dit in een simulatie vrij eenvoudig uitproberen. Sluit de resonantiekering in de collector kort en kijk of de schakeling blijft oscilleren. Ook kan je de terugwerkingscapaciteit in het transistormodel verwijderen (in SPICE: CJC=0).

3.2 Hoe met het CC, CE oscillatieprobleem om te gaan?

In principe is het geen probleem in welke configuratie de transistor oscilleert, mits het maar op de juiste frequentie is en mits de transistor zijn vermogen niet verstrookt in reactieve delen.

Zowel de CC als CE oscillator hebben op de resonantiefrequentie een inductief belaste basis nodig. Anders gezegd, indien de basis (gezien vanuit de chip) nagenoeg reëel belast wordt, is in geen gevallen oscillatie mogelijk.

Opm:

Indien de basis kortgesloten wordt, kan in principe via Cce (veroorzaakt door het lead frame van de behuizing) een Common Base oscillator ontstaan. Echter indien de basis dusdanig reëel afgesloten wordt opdat de impedantie gezien vanuit de basis in de buurt ligt van XCcb, dan is oscillatie in CB bedrijf praktisch gezien uitgesloten. Bovendien is Cce in de regel niet groot.

Door de resonator van de collector naar de basis te verplaatsen en deze zodanig met de basis te koppelen opdat alleen op de gewenste frequentie de basis inductief belast wordt, kan men naar believen de transistor in een CC of CE mode laten oscilleren. Ook kan het zijn dat zowel Ccb als Ce aan de oscillatievoorwaarden bijdragen. Door het manipuleren van deze capaciteiten in een simulatie kan men bekijken welke transistorcapaciteiten daadwerkelijk bijdragen aan het oscillatieproces.

Figuur 5 toont een mogelijk opzet. Gezien vanuit de basisaansluiting op de chip komt men als eerste de bonding wires tegen (deze gedragen zich als een stukje transmissielijn met een zekere karakteristieke impedantie ten opzichte van het

grondvlak, en collector en emitteraansluitingen. De aansluitstrip voor de basis (base lead, of in geval van SMD het pootje), gedraagt zich eveneens als een stukje stripline met een zekere karakteristieke impedantie. Via een printspootje komt de basis uit bij de biasweerstand.

De drie stukjes transmissielijn hebben niet dezelfde karakteristieke impedantie. Indien R in orde van enkele honderden Ohms is, zullen de reflecties dusdanig zijn dat over een breed frequentiegebied de basis redelijk reëel belast wordt. Indien een transistor gebruikt wordt met zeer brede aansluitstrips, zal R een lagere waarde dienen te hebben. In figuur 5 is de resonator (voorgesteld door een parallelkring) door middel van zeer kleine capaciteit op het printspoor gekoppeld. Dit levert een impedantieverloop op zoals geschetst in figuur 5B (gezien vanuit de basisaansluiting op de transistorchip). De oscillator zal oscilleren ergens in het gebied waarbij de resonator voor een sterke inductiviteit zorgt in Zbl.

Afhankelijk van de dimensionering van de oscillator en interne transistorcapaciteiten kan dit zowel in CE als CC mode. De waarde van C_k dient bij voorkeur bij de resonantiefrequentie een X_c te hebben welke veel kleiner dan R is. Dit zorgt ervoor dat ook bij veel hogere frequenties de basis nog voornamelijk reëel afgesloten wordt.

OPM:

Men zou kunnen denken dat in plaats van het reëel afsluiten van de basis, de basis ook kortgesloten kan worden. Er zou dan hooguit nog een Common Base oscillatie kunnen ontstaan via C_{ce} . Bij VHF en lage UHF frequenties is dat inderdaad mogelijk. Echter op hoge frequenties is het niet mogelijk om de basis over een breed frequentiegebied kort te sluiten. De reden is dat men altijd de inductie van bonding wires en de inductie van het aansluitpootje overhoudt. De kans is zeer groot dat als men bijvoorbeeld een 100 MHz oscillator wenst te bouwen op basis van een "snelle" transistor, men eveneens een 2 GHz oscillator gebouwd heeft (welke in CE mode oscilleert via de millercapaciteit).

Tegenwoordig leveren veel fabrikanten PSPICE modellen van hun halfgeleider chips tezamen met een spoelen en condensatoren vervangingschema van de behuizing. Dit is leuk omdat dezelfde chip vaak in verschillende behuizingen op de markt gebracht wordt (eveneens met een andere naam). Men kan dan experimenteren met behuizingen. Indien men schakelingen in het GHz gebied ontwerpt, zal men zien dat de signaalniveaus op de pootjes heel anders kunnen zijn dan de signaalniveaus op de aansluitvlakken van de chip.

4 Globale ontwerpstrategie (met simulator).

4.1 Inleiding.

In een teruggekoppeld systeem waarbij de bronnen slechts beperkte energie kunnen leveren is oscillatie te herkennen aan het ontstaan van negatief reële delen in de lus (impedanties of admittanties met een negatief reëel deel). Dergelijke impedanties kan men "meten" door ergens in de lus een spanningsbron in serie te zetten of een stroombron parallel te plaatsen. De door de spanningsbron geleverde stroom, of de door de stroombron geleverde spanning kan een negatief reële deel bevatten. Indien negatief reële delen aanwezig zijn is het in principe mogelijk om de schakeling te laten oscilleren.

Van belang is dat de bronnen in de lus zitten, of op zijn minst er zeer dicht bij, zonder verzwakking. Het plaatsen van een bron in de collector heeft bijvoorbeeld weinig zin indien de oscillator als een CC oscillator oscilleert. Het kan dan gebeuren dat de impedantie van de oscillator (gemeten op de collector) geen negatief reëel deel bevat, terwijl de oscillator toch in een Common Collector mode oscilleert.

Het laatste is van belang omdat het praktisch gezien niet mogelijk is om de lus daadwerkelijk te onderbreken zoals dat in geval van een LF teruggekoppeld systeem wel mogelijk is. Capaciteiten welke zich op de chip bevinden, bevinden zich immers in de lus. Het bepalen van Bode diagrammen van de rondgaande versterking is daardoor niet mogelijk. Men kan wel parallel aan de lus een netwerk analyser plaatsen of een stroombron in geval van een simulatie. Het plaatsen van bronnen ter bepaling van negatief reëel deel dient bij voorkeur op de basis te gebeuren.

4.2 De Strategie.

In geval van simulatie plaatst men een stroombron parallel aan de emitter of basis. De collector is geen goede plaats omdat in geval van een CC oscillator over de collector geen spanning komt te staan en van oscillatie niets te merken is. In geval van een concept waarbij de resonator (dus het frequentiebepalende element) in de basis aanwezig is, heeft sturen op de basis de voorkeur (eventueel via een verliesvrij koppelnetwerk).

In geval van een lineaire simulatie (S parameter of Pspice) is de procedure als volgt: Verwijder de resonator. Stuur op de basis vanuit een stroombron of netwerkanalyser port (denk eraan dat je de gelijkstroominstelling niet beïnvloedt). Speel met de emitter- en collectorimpedantie opdat een negatief reëel deel ontstaat (negatief deel in spanning opgewekt door de stroombron in PSPICE of impedantie met reflectiecoëfficiënt groter dan 1 [buiten de rand van de standaard smith chart]).

Indien u een oscillator wilt bouwen welke aan de collector uitgekoppeld dient te worden, dan dient de collectorimpedantie (met daarin C_{cb} verrekend) groter te zijn dan de emitterimpedantie. Dit omdat anders in de uiteindelijke schakeling de meeste spanning op de emitter in plaats van de collector komt te staan. Wenst u een CC oscillator, kiest u dan, vanuit de chip gezien, Z_c laag. Voor wat betreft de orde van grote van de impedanties dient men uit te gaan van het gewenste vermogen. Als men 100mW op wil wekken bij een collector of emitteruitstuurruimte van plus en min 6 V,

dient men een reëel deel (in parallel vervangingschema) te hebben in orde van 130 Ohm (bezien vanuit de collector of emitter van de chip).

Uitkoppeling op de Collector.

Zie ook figuur 4A. Kies X_{ce} in orde van $0.15 \cdot R_{Load}$ (bij de gewenste oscillatiefrequentie). R_{e2} kiest men voorlopig veel kleiner dan X_{ce} . Kies X_{Lc} in orde van grote van C_{cb} bij de te gebruiken collector basis gelijkspanning (deze waarde is kleiner dan de CJC in het Gummel-Poon transistor model). Daardoor is de collector redelijk Ohms belast voor de oscillatorfrequentie waardoor enig vermogensrendement te verwachten is. Stuur op de basis en zie wat er gebeurt (lineaire simulatie, geen transient of harmonic balance). Geen negatief Reëel deel in de over de stroombron resulterende spanning? Verklein L_c en zie wat er gebeurt (men introduceert dan enige positieve fasedraaiing in de lus). Ontstaat er negatief reëel deel?. Zo niet verklein dan C_e . Op een gegeven moment krijgt men een negatief reëel deel op de gewenste werkfrequentie. Zorg ervoor dat X_c in ieder geval niet groter dan R_{e1} wordt, anders doet C_e niets meer. Indien bij verandering van L_c (of door het kortsluiten van de collector met de voeding) er een negatief reëel deel blijft, dan is er sprake van oscillatie via C_{be} en in feite dus een CC oscillator welke op de collector uitgekoppeld wordt. Theoretisch gezien zou ook een CB oscillatie op kunnen treden. Kan men geen combinaties van C_e en L_c vinden waarbij een negatief reëel deel ontstaat, dan is de transistor niet geschikt of dient men de instelstroom te wijzigen. f_t (de transition frequentie) is niet altijd een goede maat voor de bepaling van de maximale werkfrequentie.

Verwijder de stroombron en plaats de resonator (met zeer kleine koppel C naar de basis). In plaats van een capacitieve koppeling, kan men ook een gecombineerde inductieve en capacitieve koppeling toepassen, bijvoorbeeld op basis van een stripline koppeling of het direct bij stripline plaatsen van de microgolfresonator (puck of golfpijpresonator). Voer een transiënt of Harmonic Balance non lineair simulatie uit. Men zal nu een oscillator gebouwd hebben. Zo niet, dan bevat de resonator wellicht te veel reëel deel of is de koppeling te zwak.

Door het met kleine stapjes variëren van R_c , L_c , C_e en R_{e2} en goed inzicht in uw schakeling kan men het geheel optimaliseren voor een bevredigend resultaat. In geval van uitkoppeling op de collector dient de collectorspanning op de chip groter te zijn dan de emitterspanning op de transistor chip. Bovendien dient ter verkrijging van enig rendement de collectorzelfinductie in resonantie te zijn met C_{cb} en eventuele andere externe capaciteiten. De collector is dan ohms belast en kan maximaal vermogen leveren. Door middel van deze methode kan men de invloed van C_{cb} en C_{be} zodanig manipuleren opdat optimale prestaties verkregen worden. Zie ook par. 4.3: "Het "kijken" in de transistor".

Als controle verwijdert u de resonator en voert u nogmaals een non lineair simulatie uit, de schakeling mag nu niet oscilleren.

Tip:

Neem in geval van simulaties de belaste Q factor van de resonator niet al te hoog, of geef hem beginenergie (stroom door resonatorspoel of spanning in resonator C). Dit voorkomt dat zeer lange runtimes benodigd zijn alvorens een stabiele situatie ontstaan is.

OPM:

Bij gebruik van transistors met zeer geringe Ccb op relatief lage frequenties kan het zijn dat te weinig terugkoppeling optreedt via Ccb. Indien men de oscillator dan wil laten oscilleren in een CE mode, dan dient men een externe Ccb aan te brengen. De parasitaire effecten die dat met zich mee brengt, kan tot sterke parasitaire oscillaties leiden. Door het aanbrengen van reëel deel (in de vorm van serieweerstand) kan men dit voorkomen. Een simulator welke de effecten van printsporen meeneemt is aan te bevelen. Zie ook de gelijksoortige problemen bij het aanbrengen van extra Cce.

Uitkoppeling op de emitter.

De procedure is praktisch gelijk aan die voor collector uitkoppeling, doch de collector is voor AC nu geaard. Indien men na variatie van Ce in een lineaire simulatie een negatief reëel deel heeft in de basis, plaatst men de resonator en stapt over naar non-lineair simulatie. Indien men de simulatie uitvoert met de transistor in zijn behuizing, dan is het mazzel hebben indien de oscillator een redelijk vermogensrendement heeft. Wenst men zowel de rondgaande fase als amplitude onafhankelijk te beïnvloeden, dan is vaak een extra basis-emitter condensator noodzakelijk (of toch enige AC spanningsval over de collector zodat men enigszins Ccb gebruikt). Controleer in de non lineair simulatie of de basisspanning op de chip niet bijzonder veel groter is dan de emitterspanning op de chip.

OPM:

Tot pakweg 1 GHz kan men tussen de basis en emitter praktisch gezien nog wel een condensator plaatsen. Door met de externe Cbe en Ce te rommelen, kan men een redelijk rendement bereiken. Daarboven wordt het lastig om parasitaire effecten ten gevolge van de seriezelfinductie van de externe Cbe in de hand te houden. Grote kans dat de oscillator op rare frequenties gaat oscilleren. In geval van uitkoppeling op de collector heeft men volledige vrijheid in het bepalen van de terugkoppelfase en amplitude. De gevonden componentwaarden zijn meestal praktisch realiseerbaar.

CC oscillatoren hebben een voordeel dat de collector, welke vaak aan de behuizing zit, aan AC massa mag liggen. Dit vereenvoudigt de koeling. Is het echter noodzakelijk om een extra Cbe te plaatsen, dan dient men bij voorkeur te beschikken over een microgolf simulator welke print layout effecten direct in de simulatie meeneemt (Microwave Office, ADS, etc).

Bij CC oscillatoren staat er ook een redelijk signaal op de basis. Dit signaal verschijnt ook over de biasweerstand. Deze weerstand dient voor de afsluiting voor buiten de band frequenties. Bepaal of het vermogensverlies in de biasweerstand acceptabel is. Geef hem eventueel een grotere waarde. Wellicht dient men dan de printsporen te versmallen om te sterk reactieve belasting van de basis te voorkomen.

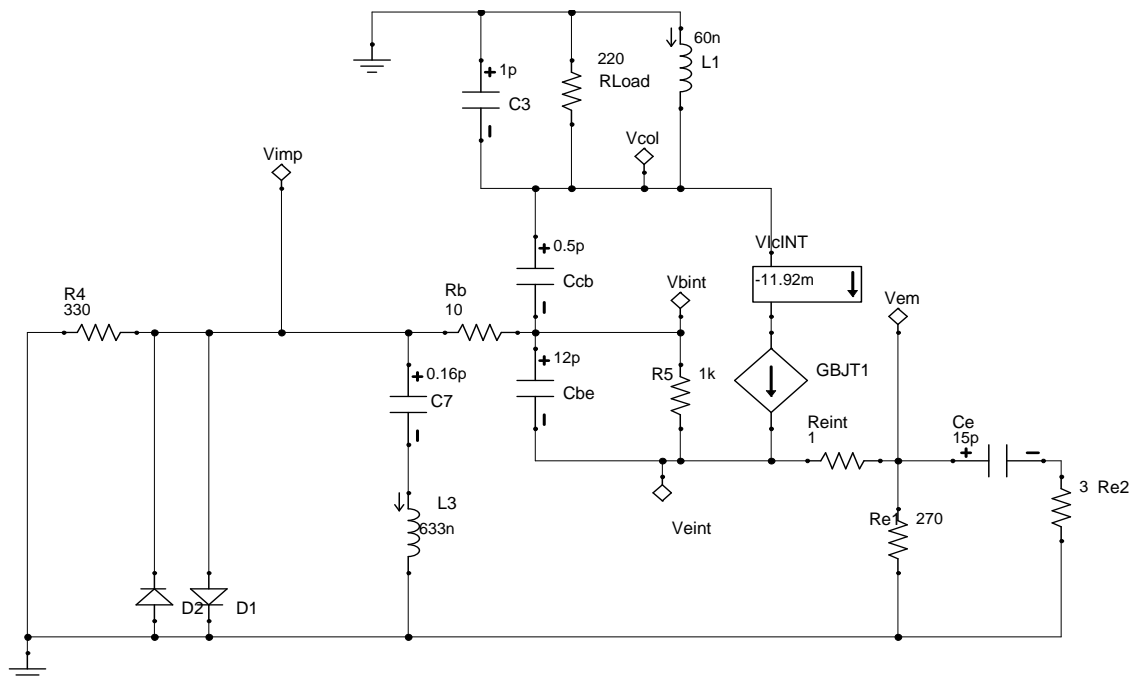
Indien u een CE oscillator wenst te bouwen en hij is slechts werkend te krijgen indien over de emitter een aanzienlijk deel van de AC collectorspanning verschijnt, probeer er dan een CC oscillator van te bouwen. Geeft deze echter te weinig output, dan is wellicht de gebruikte transistor niet geschikt voor uw toepassing.

4.3 “Kijken” in de transistor.

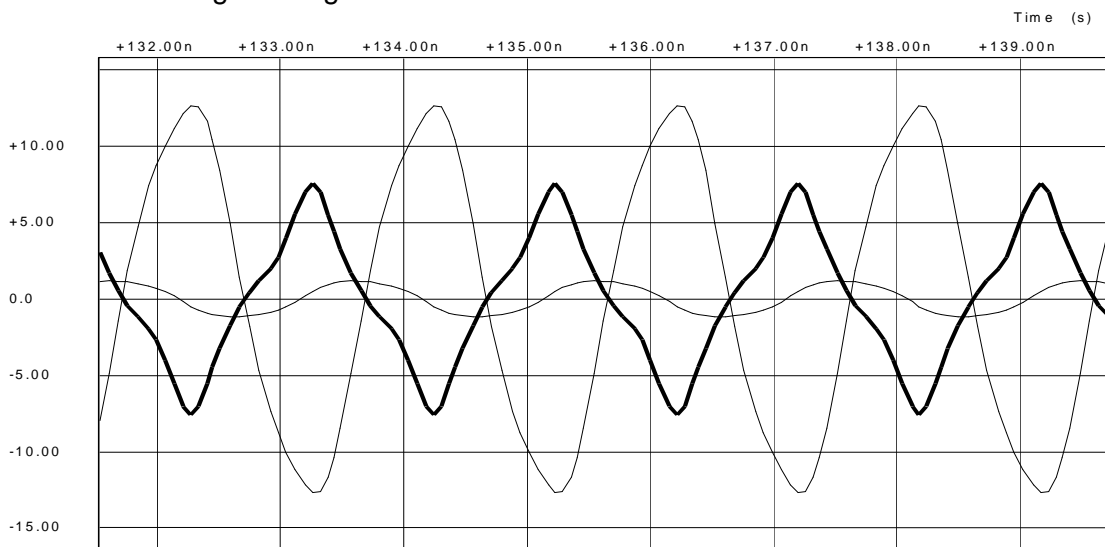
Indien u daadwerkelijk wenst te controleren of in uw oscillator de emitter of collector ohms belast wordt, kunt u uitgaande van de transistorparameters (C_{cb} bij de te gebruiken collectorspanning, $R_{b'}$ bij de te gebruiken collectorstroom, DC hfe, C_{be} , $R_{c'}$, $R_{e'}$, etc) en een gestuurde stroombron zelf het transistormodel grof benaderen. U bent dan in staat om de collectorstroom te zien indien alle parasitaire componenten zich buiten de transistor zouden bevinden.

In onderstaande figuur (volgende bladzijde) is dit uitgevoerd voor een 500 MHz oscillator. Wel is enige niet lineairiteit aangebracht in de vorm van diodes (D1, D2) om te voorkomen dat in transient simulatie de stromen en spanningen richting oneindig lopen.

Dergelijke simulaties zijn zeer snel. U dient wel enige voorspanning in een condensator (C7) of stroom in de resonatorspoel (L3) te introduceren om de oscillator snel te doen starten. Voor D1 en D2 kunnen ideale diodes gekozen worden, doch vul voor RS (in SPICE model) wel een waarde ongelijk 0 in (in dit circuit geldt: $R_S=10\text{ Ohm}$).



Onderstaande grafiek geeft de resultaten weer:



De dikke lijn is de collectorstroom (V_{colINT} , overeenkomt met $100 \cdot I_{GBJ1}$). Hij is exact in tegenfase met de collectorspanning. De kleine golfvorm is de emitterspanning. Vergroting van C_e geeft te weinig fasedraaiing waardoor de collector inductief gemaakt dient te worden om oscillatie te verkrijgen. Verkleining van C_e geeft een overbodig hoge emitterspanning. X_{ce} bedraagt ongeveer 10% van R_{Load} ($=220 \text{ Ohm}$).

Veranderingen van de collectorimpedantie laten zien dat de terugkoppeling van C_{be} dominant is, doch niet voldoende om de oscillator als echte CC schakeling te laten oscilleren.

5 Algemene opmerkingen.

1. Voor het krijgen van een goed gevoel, kan het handig zijn om eerst de oscillator te simuleren uitgaande van het kale transistorkristal. Men krijgt dan redelijk snel een indruk van de te realiseren emitter en collectorimpedanties welke een betrouwbaar gedrag opleveren. Vervolgens kan men het kristal inbedden in de gewenste behuizing en een optimalisatieslag uitvoeren. Eventueel kan men de waarden van parasitaire condensatoren in transistoren of fet's aanpassen om hun invloed te bestuderen (men kan natuurlijk ook een andere transistor of fet uitzoeken).
2. De meeste praktisch realiseerbare vrijheid heeft men bij gebruik van een CE oscillator met emittercondensator. Variatie van C_e en L_c stellen u in staat om de gewenste fasedraaiing en sterkte van de oscillatie te optimaliseren. Te hard oscilleren, waarbij hoge BE sperspanningen optreden, is af te raden (faseruis).
3. Indien u eveneens praktisch wilt meten, zit men met netwerkanalysers vaak vast aan 50 Ohm uitgangsimpedantie. Dit is geen probleem, neem de door u gewenste weerstand in serie op en verdisconteer dit in het resultaat. Stel dat men een extra 50 Ohm in serie opneemt, dan heeft men bij een reëel deel van 49 Ohm reeds een negatief reëel deel in de oscillator van 1 Ohm. Men kan de gelijkstroomvoorziening van de basis eventueel via de analyser laten lopen.

Meet men aan vermogensoscillatoren, houdt er dan rekening mee dat via C_{be} en C_{cb} aanzienlijk vermogen de netwerk analyser ingestuurd kan worden indien tijdens de meting van negatief reëel deel, oscillatie optreedt. Het kan u een Poort kosten. U kunt een verzwakker gebruiken, deze dient u in de calibratie dan wel mee te nemen of naderhand te verrekenen. Indien de resonator niet aanwezig is, mag uw oscillator in principe niet oscilleren.

4. Veel ontwerpen van oscillator werken niet goed omdat slechts gekeken is naar het gedrag rond de oscillatiefrequentie. Kijk ook eens naar het gedrag ver buiten de oscillatiefrequentie. Chokes t.b.v. de DC instelling kunnen oscillatie introduceren op veel lagere frequenties. Kleine C'tjes bezitten ook seriezelfinductie welke op hoge frequenties kan gaan spelen. Hetzelfde geldt voor printsporen en pootjes. Probeer te voorkomen dat extra externe C_{cb} of C_{be} nodig is.

Offer enig vermogen op door het invoegen van reëel delen (weerstand). Als het rendement niet van al te groot belang is, gebruik transistoren met een niet overbodig hoge f_t of neem reëel deel op dat actief wordt bij veel hogere frequenties. Het kost eveneens iets vermogen maar levert een stabiel werkende oscillator op. Kijk kritisch naar de eigen schakeling.

5. Indien u simuleert is het zinvol om bij de in bedrijf zijnde oscillator (non-lineair simulatie) te kijken naar de daadwerkelijke AC basisstroom. Deze zal u doen verassen. Aanmerkelijke stromen kunnen door C_{cb} lopen via r_b' . In r_b' , kan aanzienlijk vermogen verloren gaan hetgeen het rendement sterk verlaagt.
6. Wees wantrouwig naar de door fabrikanten geleverde modellen. Er kunnen typfouten inzitten en vaak zijn diverse parameters niet ingevuld. Bij PSPICE modellen dient men de parameters RB, RBM, TF, CJC, CJE goed in de gaten te

houden. $R_B=R_{BM}=0$ Ohm geeft bijvoorbeeld hele leuke simulatieresultaten, doch in de praktijk werkt uw schakeling niet.

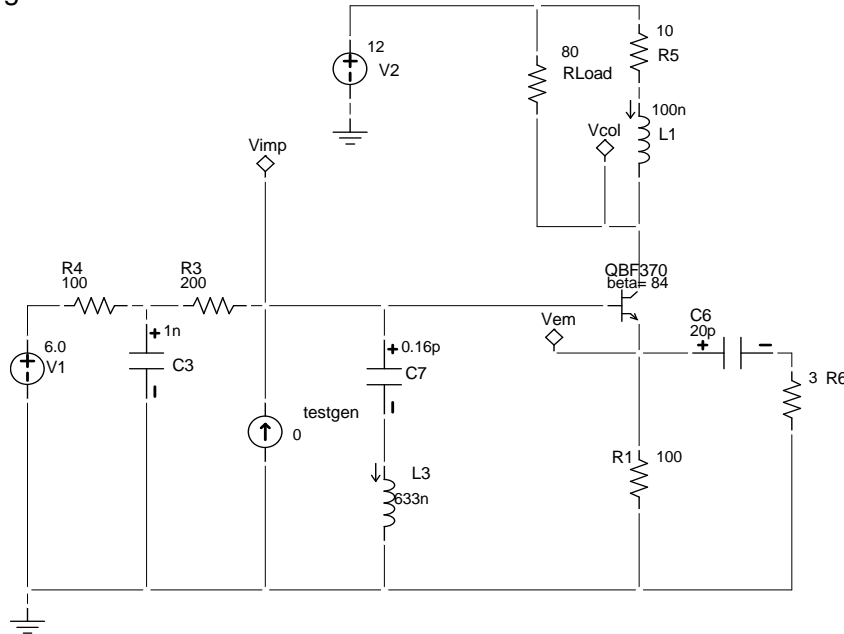
Laat uw simulator eventueel van de transistorchip in zijn behuizing de S-parameters bepalen en kijk of dit klopt met de tabellen in de datasheets. Bedenk dat boven pakweg 6 GHz de behuizingmodellen op basis van spoelen en condensatoren hun nauwkeurigheid verliezen en men eigenlijk over dient te stappen naar modellen op basis van transmissielijnen.

7. De plaats van de resonator behoeft in principe niet dicht bij de basis te zijn. De enige voorwaarde is dat buiten het resonantiegebied de basis redelijk reëel afgesloten is en inductief kan worden op de gewenste frequentie.
8. Motorboating.
Dit is een geval apart. De praktijk leert dat bij het gebruik van emittercondensatoren waar een gedeelte van het RF signaal over valt, weinig problemen met motorboating ontstaan. De Re-Ce tijdconstante is in de regel vrij klein. Indien in serie met Ce een kleine weerstand opgenomen wordt, is de kans op motorboating nog kleiner.

Motorboating is het periodisch instabiel zijn van de omhullende van het oscillator signaal hetgeen zich uit in productie van sterke zijbanden aan weerszijden van het oscillatorsignaal. Iedere oscillator is in principe vrij te krijgen van motorboating. Doch dit is niet het onderwerp van deze notities.
9. Het uitkoppelen van het vermogen kan in principe op de collector, basis of emitter plaatsvinden. Vooral indien Cbe of Ccb reactanties hebben welke relatief laag zijn kan uitkoppeling op de basis plaats vinden, desnoods via een extra uitkoppeling op de resonator. Houdt echter rekening met het gedrag van de belasting voor zowel in als buiten de band frequenties. Variaties in de belasting zullen direct doorwerken op de frequentiestabiliteit. Het is vaak aan te bevelen om enige verzwakking op te nemen tussen de oscillatoruitgang en de belasting. Het zorgt ervoor dat de oscillator op een enigszins gedefinieerde manier belast wordt, ook als de belasting erg grillig is.
10. De beschreven aanpak lijkt alleen van toepassing op UHF en SHF oscillatoren. Dit is echter niet zo. Ook HF en VHF oscillatoren kunnen op deze manier aangepakt worden. Voordeel voor de ontwerper is dat de behuizing van minder invloed is en men daardoor wat vrijer kan ontwerpen. Bovendien worden in veel VHF oscillatorontwerpen gebruik gemaakt van transistors waarvan de ft een factor 10-20 boven de oscillatiefrequentie ligt. Men kan deze kennis dan gebruiken om te voorkomen dat parasitaire oscillatie ontstaat op hoge frequenties

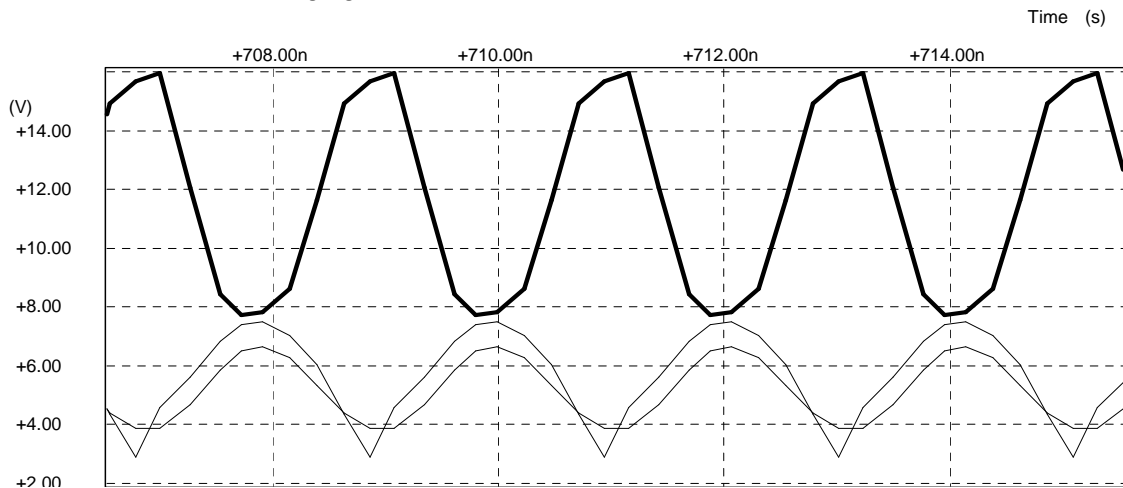
6 Een voorbeeldschakeling.

In onderstaande figuur is een voorbeeldschakeling weergegeven van een 500 MHz oscillator. Het vermogen wordt aan de collector afgenomen, doch oscillatie treedt op in een overwegend CC mode.



$X_{c6} (=C_e) = 16 \text{ Ohm}$ (20% van RLoad). De simulatie is uitgevoerd rond het transistorkristal (dus zonder behuizing). L1 zorgt ervoor dat de terugwerkingscapaciteit (Ccb) gecompenseerd wordt waardoor de collector nagenoeg een ohmse belasting ziet bij 500 MHz.

C7 en L3 vormen de 500 MHz resonator. In onderstaande figuur zijn de non lineair simulatieresultaten weergegeven:



De dikke lijn stelt de collectorspanning voor (amplitude in orde van 4V over 80 Ohm, overeenkomend met ongeveer 100mW).

De sinusvormige spanningsvorm is de emitterspanning. De sterkere (niet sinusvormige) basisspanning stuurt de transistor in reverse bias gedurende de dalen.

De stroombron "testgen" in combinatie met het meetpunt "Vimp" is gebruikt ter verificatie van voldoende negatief reëel deel in de basis (tijdens AC klein signaalsimulatie).

Het simuleren van deze oscillator met de chip in zijn SMD behuizing, geeft weinig verschillen. De zelfinducties en capaciteiten hebben bij 500 MHz nog geen noemenswaardige invloed. Deze simulaties zijn uitgevoerd m.b.v. Beige Bag PSPICE versie 4 professional.

Op de volgende pagina zijn de 5 afbeeldingen weergegeven. Het document leest het makkelijkst indien u eerst de figuren uitprint.

7 Slot.

Dit document is in eerste instantie ontstaan als interne geheugensteun bij het omzeilen van bepaalde valkuilen welke op kunnen treden bij het ontwerpen van oscillatoren. Het is slechts in geringe mate aangepast.

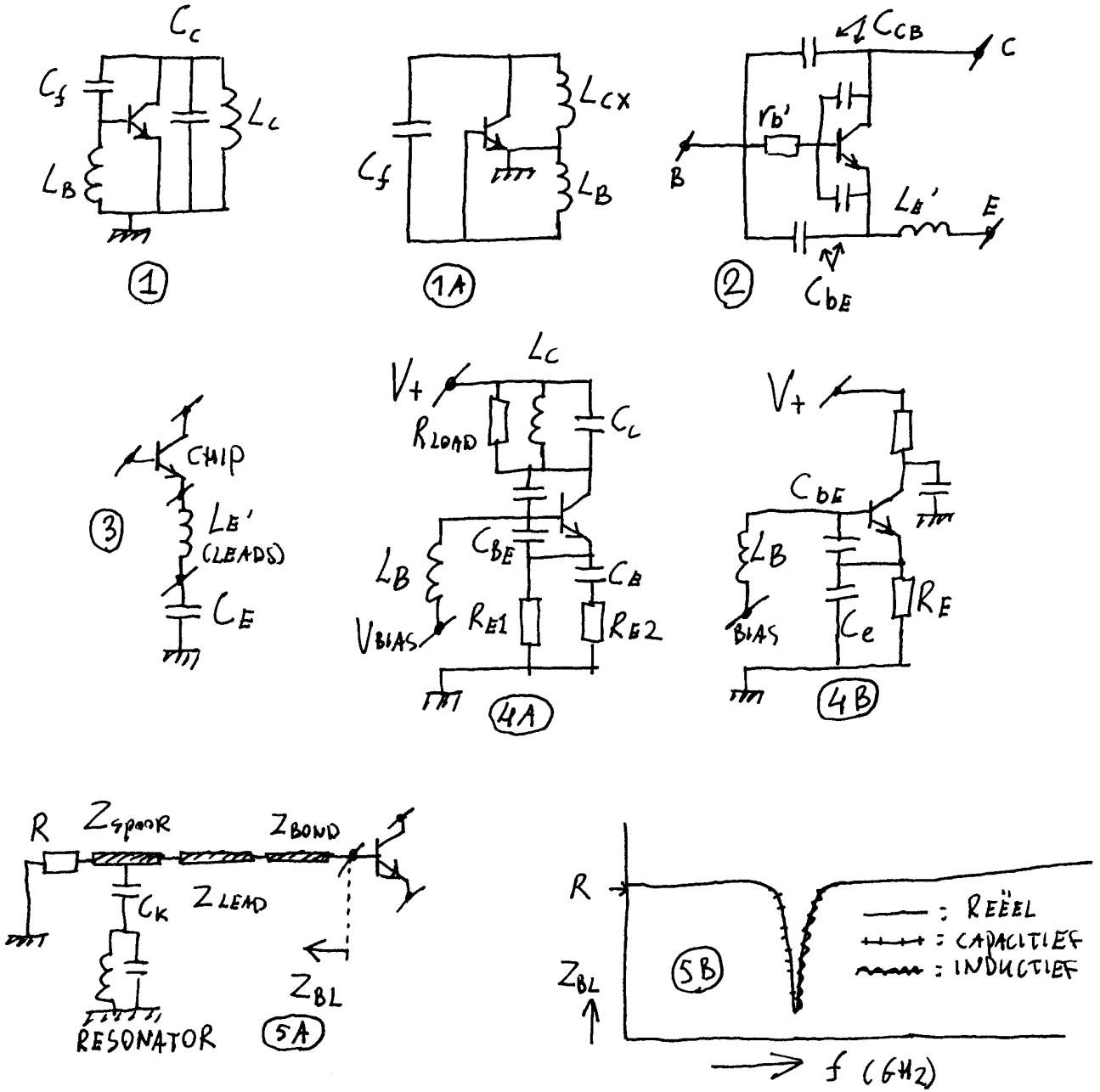
Oscillatoren kunnen op diverse manieren benaderd worden. Dit is slechts één van de manieren waarop naar een CC, CE -of gecombineerde CC,CE- oscillator gekeken kan worden.

Indien de omstandigheden gunstig zijn, volg dan niet het eerste de beste concept wat je tegen komt maar durf af te wijken. Afwijken van een standaard concept is goed voor de geest en kan innovatieve schakelingen opleveren. Zeker gezien de huidige simulatiehulpmiddelen kunnen ideeën of werkingsprincipes snel geverifieerd worden.

Bedenk dat simulaties slechts een benadering van de werkelijkheid zijn. Al neem je heel veel effecten mee, de transistormodellen zijn meestal afkomstig van derden. Een typefoutje in een model is gauw gemaakt.....

Afbeeldingen behorende bij document:

Common Collector versus Common Emitter UHF oscillators.



---EINDE---