

## Tijdschrift van het NERG

Correspondentie-adres: postbus 39, 2260 AA Leidschendam. Internet: [www.nerg.nl](http://www.nerg.nl), [secretariaat@nerg.nl](mailto:secretariaat@nerg.nl) Gironummer 94746 t.n.v. Penningmeester NERG, Leidschendam.

### DE VERENIGING NERG

Het NERG is een wetenschappelijke vereniging die zich ten doel stelt de kennis en het wetenschappelijk onderzoek op het gebied van de elektronica, signaalbewerking, communicatie- en informatietechnologie te bevorderen en de verbreiding en toepassing van die kennis te stimuleren.

### BESTUUR

prof.dr.ir. W.C. van Etten, voorzitter  
prof.dr.ir. P. Regtien,  
vice-voorzitter  
ir. E. Bottelier, secretaris  
P.F. Maartense, penningmeester  
dr.ir. A.B. Smolders,  
tijdschrift-manager  
dr.ir. T.J.J. Tjalkens,  
programma-manager  
ir. R.J. Kopmeiners, web-beheer  
vacature, onderwijs-commissaris  
vacature, ledenwervings-manager

### LIDMAATSCHAP

Voor het lidmaatschap wende men zich via het correspondentie-adres tot de secretaris of via de NERG website: <http://www.nerg.nl>. Het lidmaatschap van het NERG staat open voor hen, die aan een universiteit of hogeschool zijn afgestudeerd en die door hun kennis en ervaring bij kunnen dragen aan het NERG. De contributie wordt gegeven per kalenderjaar en is inclusief abonnement op het Tijdschrift van het NERG en deelname aan vergaderingen, lezingen en excursies. De jaarlijkse contributie bedraagt voor gewone leden € 43,- en voor studentleden € 21,50. Bij automatische incasso wordt € 2,- korting verleend. Gevorderde studenten aan een

universiteit of hogeschool komen in aanmerking voor het studentlidmaatschap. In bepaalde gevallen kunnen ook andere leden, na overleg met de penningmeester voor een gereduceerde contributie in aanmerking komen.

### HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt vijf maal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica, signaalbewerking, communicatie- en informatietechnologie. Auteurs, die publicatie van hun onderzoek in het tijdschrift overwegen, wordt verzocht vroegtijdig contact op te nemen met de hoofdredacteur of een lid van de Tijdschriftcommissie. Toestemming tot overnemen van artikelen of delen daarvan kan uitsluitend worden gegeven door de tijdschriftcommissie. Alle rechten worden voorbehouden.

### TIJDSCHRIFTCOMMISSIE

dr. ir. A.B. Smolders, voorzitter.  
Philips Semiconductors,  
BL RF-modules, Nijmegen,  
E-mail: [Smolders@ieee.org](mailto:Smolders@ieee.org)  
ir. H.J. Visser, hoofdredacteur.  
TNO-IND, Postbus 6235,  
5600 HE Eindhoven,  
E-mail: [Visser@ieee.org](mailto:Visser@ieee.org)  
ir. G.W. Kant, redactielid.  
ASTRON, Dwingeloo,  
E-mail: [kant@nfra.nl](mailto:kant@nfra.nl)  
dr. ir. C.J.M. Verhoeven, redactielid  
ITS, TU Delft, Mekelweg 4,  
2628 CD Delft, E-mail:  
[C.J.M.Verhoeven@et.tudelft.nl](mailto:C.J.M.Verhoeven@et.tudelft.nl)

Deze uitgave van het NERG wordt geheel verzorgd door:

**Henk Visscher, Zutphen**

Advertenties: Henk Visscher  
tel: (0575) 542380  
E-mail: [henk.v@wxs.nl](mailto:henk.v@wxs.nl)

ISSN 03743853



## INHOUD

Van de redactie . . . . .	46
<i>Huib Visser</i>	
Van de voorzitter . . . . .	47
<i>Wim van Etten</i>	
NERG Verslag van de Algemene Ledenvergadering dd. 27 maart 2003. . . . .	49
Vederprijs 2002 . . . . .	53
<i>dr. ir. Bart Smolders</i>	
High-Frequency Oscillator Design for Integrated Transceivers . . . . .	55
<i>J. van der Tang</i>	
RF Front End Application and Technology Trends. . .	72
<i>Pieter W. Hooijmans</i>	
Analoge polyfasefilters . . .	84
<i>Eduard Stikvoort</i>	



# Van de redactie

Huib Visser  
Hoofdredacteur  
visser@ieee.org



Helaas moet ik wederom dit redactioneel stuk openen met een droeve mededeling. Oud hoofdredacteur en NERG erelid ir. M. Steffelaar is overleden. In het volgende nummer van het Tijdschrift zullen we hier langer en gepaster bij stil blijven staan.

In dit nummer van het Tijdschrift treft u de concept notulen aan van de Algemene Ledenvergadering, gehouden op 27 maart 2003. Traditiegetrouw worden deze voorafgegaan door een "Van de voorzitter". Helaas is het ditmaal van een aftredende voorzitter; Wim van Etten is 6 jaar voorzitter van het NERG geweest, zodat hij statutair moet aftreden. Namens de redactie van het Tijdschrift wil ik hem langs deze weg bedanken voor zijn inzet en steun, die - gelukkig voor de redactie en het NERG - nog even zullen voorduren, want Wim heeft besloten statutair aan te blijven totdat een opvolger gevonden is. Minder gelukkig is

dat wederom blijkt hoe moeilijk het is leden bereid te vinden een bestuursfunctie te aanvaarden

Dit nummer van het Tijdschrift van het NERG staat tevens in het teken van de jaarlijkse uitreiking van de Vederprijs en de NERG themabijeenkomst die in dit kader gehouden wordt. De prijswinnaar voor het jaar 2002 is dr. ir. Johan van der Tang "Voor de ontwikkeling van een toegankelijke ontwerpmethodologie voor geïntegreerde hoogfrequente oscillatoren". De considerations, zoals uitgesproken tijdens de uitreiking, vind u in een artikel van Bart Smolders. Dr. ir. Van der Tang beschrijft zijn werk in het artikel "High Frequency Oscillator Design for Integrated Receivers". In hetzelfde kader treft u artikelen aan van dr. ir. Hooijmans en dr. ir. Stikvoort, het eerste getiteld: "RF Front End Application and Technology Trends", het tweede getiteld: "Analoge Poly-

fasefilters". Het eerste artikel is voortgekomen uit een presentatie op de eerder genoemde themabijeenkomst.

De oplettende lezer zal het zijn opgevallen dat het proefschriftoverzicht met betrekking tot de promoties aan de Universiteit Twente in het vorige nummer niet volledig was. Dit was het gevolg van een inkort-actie van de hoofdredacteur. Om blanco pagina's en extra kosten te voorkomen moet een aflevering van het Tijdschrift altijd uit een viervoud van pagina's bestaan. Dit betekent dat ik mij soms - en als het gebeurd altijd op het laatste moment - genoodzaakt zie artikelen in te korten. Meestal gaat dit probleemloos, soms ook niet. Van dit laatste bent u nu getuige geweest. Het euvel zal hersteld worden in het komende proefschriftoverzicht aan het einde van het jaar.



# Van de voorzitter

Wim van Etten

tel: 053-893872 (overdag) of 053-4304837 ('s-avonds)

email: etten@ieee.org



Het is gewoonte dat de voorzitter van tijd tot tijd in deze rubriek zijn licht laat schijnen op de toestand van het NERG. Op dit moment is daar een duidelijke aanleiding toe, omdat we zojuist weer onze Algemene Ledenvergadering achter de rug hebben. Daar zijn weer de jaarstukken ter goedkeuring voorgelegd aan de leden. Het betreft de rekening en verantwoording over 2002 en de jaarplannen met begroting voor 2003. De periode tussen januari en eind maart is altijd erg hectisch voor de bestuursleden om die stukken weer op tijd bij de leden te krijgen. In het algemeen zorgen die zaken niet voor veel opwindning. Meestal zijn er wat vragen over de financiën, of voorstellen tot verbetering van de presentatie. Ook dit keer vormde de vergadering daar geen uitzondering op. Na de jaarstukken werden enkele bestuursleden waarvan de benoemingstermijn afliep, zo mogelijk herbenoemd. Zo mogelijk, omdat ten eerste natuurlijk het betrokken bestuurslid een volgende termijn moet ambiëren, en ten tweede moeten de Statuten een herbenoeming toestaan. Herbenoemd werden de vice-voorzitter Paul Regtien en de Tijdschriftmanager Bart Smolders. Ik ben blij dat deze twee actieve bestuurders zich wederom beschikbaar stellen. Verder konden we ook twee nieuwe bestuursleden ver-

welkomen, nl. Frans Speelman, die de positie van voorzitter onderwijscommissie gaat bezetten, en Bas Dunnebie die programma-manager wordt. Ik wens beiden veel genoegen in de uitoefening van die functies.

Ik heb in deze rubriek al bij herhaling vermeld, dat het zeer moeilijk is om leden bereid te vinden een bestuursfunctie op zich te nemen. De voorgangers van Frans en Bas, namelijk Gerard van der Schouw en Tjalling Tjalkens waren in principe vorig jaar al teruggetreden. Toch heeft het een jaar geduurd alvorens er opvolgers gevonden werden. Gelukkig worden deze situaties binnen het NERG altijd soepel opgevangen. Gerard en Tjalling hebben namelijk op mijn verzoek nog een vol jaar ad interim in het bestuur en als voorzitter van de betrokken commissie gefunctioneerd. Ik wil Gerard en Tjalling daar dan ook oprecht voor bedanken, maar eigenlijk is het geen gezonde situatie. De leden zouden toch ook wat meer bij het bestuur betrokken moeten zijn. Ik heb hier al meer gezegd, het bestuur is een zaak van alle leden. En dan kom ik op een volgend punt wat hiermee samenhangt, nl. mijn eigen positie als voorzitter. Zes jaar geleden stelde ik mij als zodanig beschikbaar, wat wil zeggen dat ook ik nu statutair moet aftreden, maar helaas, ook

ik heb nog geen opvolger in die functie, hoewel ik daar al circa twee jaar achter de schermen aan werk. De Algemene Ledenvergadering heeft op mijn voorstel ermee ingestemd, dat ik demissionair aanblijf tot ik een opvolger heb gevonden. Doet die situatie zich voor, dan zal het bestuur een extra ALV bijeenroepen, die dan gecombineerd wordt met een Themabijeenkomst en waar we dan de benoeming kunnen formaliseren.

Het bestuur had op de ALV ook een voorstel gedaan tot benoeming van een erelid. Bij gelegenheid van de vorige benoeming, die van Kees Schouhamer Immink, heeft het bestuur besloten de ereleden een waardig aandenken te schenken aan dit erelidmaatschap in de vorm van een in goud uitgevoerd NERG-logo, verwerkt in een eveneens gouden dasketting. Bij gelegenheid van de aanbidding van die kettingen tijdens een Themabijeenkomst afgelopen jaar, werd door een van de ereleden geopperd om het bestand ereleden te verjongen. Het bestuur heeft zich dat aange trokken, en dit jaar voorgesteld om prof.dr.ir. Jaap Haartsen tot erelid te benoemen, wat door de ALV van harte werd ondersteund. De meesten van u zullen Jaap waarschijnlijk kennen als de uitvinder van Bluetooth, wat nu aan zijn opmars bezig is. Per-

soonlijk heb ik het genoegen Jaap als deeltijdhoogleraar te hebben in mijn leerstoel Telecommunicatie aan de Universiteit Twente. En ik kan u verklappen, dat hij nog geen 40 jaar is; echte verjonging dus.

Na dit alles stond er nog een levendige discussie op de agenda. Tijdens de ALV in 2002 hebben enkele leden initiatief genomen om een werkgroep te vormen die zou gaan brainstormen over de toekomst van het NERG. In mijn vorige bijdrage aan deze rubriek meldde ik reeds, dat op mijn initiatief het bestuur dat enige jaren gelden ook heeft gedaan. Dat lijkt me heel normaal en gezond als een nieuwe voorzitter dat doet. Maar het is toch opmerkelijk dat niet-bestuursleden zo'n initiatief nemen. Overigens waren het wel zeer actieve leden, namelijk stuk voor stuk mensen die we veelvuldig op vergaderingen en Themabijeenkomsten zien en zelf ook allemaal oud-bestuurslid

zijn, te weten Johan Tasche, Johan van Egmont, Wim van der Bijl en Hans Noordanus. Zij hebben tussentijds aan het bestuur gerapporteerd, maar het bestuur vond dat zij ook gelegenheid moesten krijgen om de door hen in de ALV opgestarte discussie ook daar verder te voeren. Verdere details van die discussie kunt u vinden in de concept-notulen. Kernpunt van de discussie is de (beperkte) plaats van ons vakgebied in de huidige, Nederlandse samenleving. De bedoeling is dat die discussie niet beperkt wordt tot een eenmalige gebeurtenis op de ALV. U bent ook van harte uitgenodigd om bij die discussie aan te sluiten. Hoe breder het probleem gedragen wordt, hoe meer kans er is, dat de politiek het oppakt. Reeds enige jaren geleden heeft Bob van Loon initiatief genomen om vanuit het NERG enige bijdragen te genereren voor de Proceedings of the IEEE, en wel voor de rubriek 'scanning the past'. Op radiogebied zijn er nogal wat

Nederlandse fundamentele ontwikkelingen geweest. Er zijn ook al enkele artikelen geplaatst. Bob vraagt nu mensen die willen bijdragen aan de volgende onderwerpen: het werk van van der Pol, ontwikkeling van de CD en de kortegolfzenders in Huizen. Na de lunch hadden we traditioneel weer de uitreiking van de Vederprijs, waar omheen de programma-commissie een interessant lezingenprogramma had georganiseerd.

Al met al weer een zeer geslaagde dag. Als u wilt reageren op de gang van zaken in het NERG in het algemeen, of deze bijdrage in het bijzonder, dan bent u van harte uitgenodigd om met mij contact op te nemen.

Wim van Etten





Aanwezigen conform getekende presentielijst:

### Leden:

W. van der Bijl, P. A. de Bruijn, J. Dijk, A. Dogterom, A. J. G. Dorgelo, B. Dunnebier, J. van Egmond, W. F. M. Groenewegen, L. J. W. van Loon, J. Noordanus, C. B. van der Panne, D. W. Rollema, J. Schelling, F. Speelman, J. B. F. Tasche, C. S. Vaucher, F. J. Wassink, K. Zelisse.

### Bestuur:

W. van Etten, P. P. L. Regtien, R. J. Kopmeiners, G. van der Schouw, Tj. J. Tjalkens, P. F. Maartense, E. Bottelier.

### Opening

Om 10.10 uur opent de voorzitter de vergadering en heet de aanwezigen welkom.

Voorzitter vraagt de aanwezigen de presentielijst te tekenen.

### Mededelingen

Er wordt een ogenblik stilte gevraagd voor de overleden leden, te weten:

1. ir. P. van Dijk
2. ir. G. W. Lubking (2000)
3. ir. W. Lulofs
4. ir. G. Moleman
5. ir. O. B. P. Rikkert de Koe

### Vaststelling agenda

punt 3 en 4: in het jaarverslag en jaarplan van het NERG is voor externe relaties (IEEE, SPNEG,

URSI, PATO, ITU, ..) alleen een korte samenvatting van de uitgevoerde en uit te voeren activiteiten opgenomen, niet het jaarverslag of jaarplan van de betreffende organisatie. Deze verwarrende opmerkingen in de agenda worden verwijderd.

punt 5a sub iv: voorgesteld voor benoeming worden de heer F. Speelman (voorzitter Onderwijscommissie) EN de heer B. Dunnebier (voorzitter programma-commissie)

punt 5a sub v: de vacature voor de voorzitter van de programmacommissie vervallen

punt 5c: in de leden van de ballotagecommissie miste de heer J. A. Aarsen.

de heer B. van Loon vertelt iets over de IEEE Proceedings tussen concept-agendapunten 6 en 7.

### Verslag van de vorige Algemene Ledenvergadering d.d. 27 maart 2002.

- a. De nummering van de verschillende agendapunten is in het verslag verhaspeld.
- b. Pagina 3, laatste alinea boven b). Dit moet worden: "De heer van Egmond meldt ten aanzien van Close the Gap dat dit bedrijf op dit moment betrokken is bij diverse pro-

jecten voor aansluitingen van het glasvezelnetwerk van en naar de woning."

- c. Pagina 4, 2e alinea onder b). De zin "Onderwerpen onder andere: parttime werknemers, tijdsbesteding jongere werknemers" moet weg.

### Jaarverslag van het NERG en aanverwante organisaties over 2002.

#### Algemeen

Correctie: in de ballotagecommissie zat ook de heer J. A. Aarsen.

#### Financiële verslagen

Alle bedragen in 2002 in €'s.

Een "verdwenen" lid is gedefinieerd als: iemand die niet reageert na herhaaldelijke verzoek om communicatie (o.a. rekening niet betaald).

Verdwenen leden worden niet als lid beschouwd. Het criterium is dat post onbestelbaar is. Na een jaar worden acceptgiro en tijdschrift niet meer verstuurd.

#### Verslag van de kascommissie

De brief van kascommissie wordt voorgelezen: voorgesteld wordt het bestuur decharge te verlenen en de penningmeester te bedanken.

### **Verslag van de ballotagecommissie**

Er is geen verslag ontvangen, er is geen lid uit de commissie aanwezig.

### **Decharge van de bestuursleden voor het gevoerde beleid**

Decharge wordt bij acclamatie verleend.

### **Jaarplan van het NERG voor 2003.**

#### **Algemeen**

Op het schutblad staat foutief "jaarplan 2002".

Pagina 1 paragraaf 1.1 eerste alinea: er staat erg dominant, de bestuursfuncties bezet te krijgen. Het bestuur licht toe dat dit om de hoofdwerkzaamheden van het NERG uit te kunnen voeren, dit een voorwaardescheppende actie is. Uiteraard is het werven op zich geen hoofddoel.

Om e.e.a. beter weer te geven wordt § 1.1 als volgt gewijzigd:

- a. de eerste zin wordt naar onderaan de paragraaf 1.1 verplaatst
- b. deze zin wordt als volgt aangepast: "Om bovenstaande doelen te bereiken is een punt van aandacht, om alle bestuursfuncties weer bezet te krijgen."

Pagina 1 paragraaf 1.1 tweede alinea: de koppeling tussen de vulling van het tijdschrift als gevolg van themabijeenkomsten is dominant beschreven. Er moet gezocht worden naar zelfstandige invulling.

Het bestuur licht toe, dat dit historisch zo gegroeid is. Het is makkelijk en interessant voor de leden. Het schrijven van artikelen alleen voor het NERG is moeilijk:

men schrijft liever voor symposia e.d. Er zijn diverse (persoonlijke) advertenties en call for papers voor het NERG-tijdschrift geweest, welke i.h.a. weinig opleveren. Op basis van een reeds voorbereide presentatie schrijft men veel makkelijker een stuk voor het NERG Tijdschrift. Om dit beter te verwoorden, wordt §1.1 als volgt gewijzigd: "Daaraan gekoppeld zal er dan ook meer kopij beschikbaar komen voor het Tijdschrift."

Pagina 4 en 5, paragraaf 2.1: Het NERG wil meer themabijeenkomsten realiseren, maar er is een grens in de begroting. Er ruimte is voor 7 bijeenkomsten. Indien er meer themabijeenkomsten georganiseerd worden, moet er ingeteerd worden op reserves.

Het bestuur licht toe dat het de bedoeling is 6 à 7 themabijeenkomsten en 2 à 3 bedrijfsbezoeken te organiseren (de kosten -met name voor zaalhuur- bij de bedrijfsbezoeken zijn voor het NERG miniem). Het opgespaarde tegoed wegens het kleinere aantal themabijeenkomsten vorig jaar kan hier dit jaar toe worden aangewend.

Bij grotere bijeenkomsten of duurdere huisvesting kan de begroting echter overschreden worden, vandaar dat dit (voorzichtigheidsshalve) vermeld is.

#### **Beleid**

Zie punt Verslag van de "Commissie van 4 wijzen".

#### **Begroting 2003**

Een nieuwe PC voor de administrateur zat bij de afsluiting voor het jaarplan niet in de begroting. Daarom wordt deze hier geamendeerd: de post nadelig saldo (jaarplan pagina 4) wordt verhoogd van € 826,- naar € 2826,-.

De PC zal in 3 jaar worden afgeschreven. Het jaarverslag over 2003 zal de exacte kosten vermelden. Het bestuur zoekt naar een zo goedkoop mogelijke maar bruikbare configuratie.

Toelichting "Oriëntatie op verhoging van contribute": bedoeld is een oriëntatie op de beleidsvraag hoever het NERG in mag teren op reserves, voordat overgegaan wordt op contributeverhoging (deze volgt altijd 1 jaar achteraf), ook gezien de teruglopende donaties in een slechter economisch tij.

### **Verkiezingen**

#### **Bestuur**

Bij acclamatie worden de volgende bestuurswijzigingen goedgekeurd:

- Statutair aftredend en herkiesbaar zijn: de heren Regtien en Smolders
- Statutair aftredend en niet herkiesbaar is: de heer Van Etten
- Voorgesteld voor herbenoeming worden: de heren Regtien en Smolders
- Voorgesteld voor benoeming worden: de heren Dunnebier (voorzitter programmacommissie) en Speelman (voorzitter onderwijscommissie)

De volgende vacatures blijven bestaan: voorzitter en ledenwervingmanager.

- Betreffend vacature voorzitter: de vergadering stelt voor dat de huidige voorzitter demissionair nog een beperkte tijd aanblijft, tot een opvolger gevonden is. De huidige voorzitter verklaart zich daartoe bereid.

Op het moment dat een nieuwe kandidaat-voorzitter

gevonden wordt, zal de eerstvolgende themabijeenkomst aangegrepen worden voor een verkorte extra ALV.

- Betreffend vacature ledenwervingmanager: op het moment dat een kandidaat voor deze positie gevonden is, zal dit meegenomen worden op de verkorte ALV. Als dat niet mogelijk is, blijft deze positie onvervuld tot de eerstvolgende ALV.

De vervulling van deze posities heeft blijvend aandacht van het bestuur.

De heer P. de Bruijn heeft vanaf mei 2001 de administratie gedaan en wordt geprezen voor zijn inzet onder moeilijke omstandigheden.

#### **Kascommissie voor het boekjaar 2003**

- Statutair aftredend en niet herkiesbaar is: ir. W.F.M. Groenewegen.
- ir. J.B.F. Tasche wordt –volgens de methodiek van opschuiving- gekozen in de Kascommissie voor het boekjaar 2003.
- Ir. A. J.G. Dorgelo wordt gekozen als 2e plaatsvervangend lid.

P.S.: de kascommissie en ballotagecommissie worden door de algemene ledenvergadering benoemd.

(Samenstelling van de commissie voor 2003 aldus: 1e lid: Van der Bijl, 2e lid: Tasche. 1e plaatsvervangend lid: Van Egmond, 2e plaatsvervangend lid: Dorgelo.)

#### **Ballotagecommissie**

Geen wijzigingen.

Secretaris vraagt / informeert leden of ze nog steeds lid zijn / blijven.

#### **Ereleden**

Voorgedragen wordt prof.dr.ir J. Haartsen, waarmee de ALV accoord gaat.

De voorzitter stelt Haartsen van dit besluit op de hoogte.

De programma-commissie organiseert een themabijeenkomst rond de installatie van Haartsen.

P.S.: Alle informatie m.b.t. tot verkiezing van de ereleden wordt vertrouwelijk behandeld. Er wordt overigens wel van tevoren gepolst of een voorgedragen erelid deze benoeming op prijs stelt, wanneer het bestuur dat voordraagt.

#### **Verlag van de "Commissie van 4 wijzen"**

Van Egmond geeft een korte samenvatting van de commissie en haar uitgangspunten: de basis en de toekomst van het NERG. Vragen hierbij zijn ondermeer: Wat zijn de wezenlijke taken? Is er bestaansrecht? Het rapport van de commissie is een discussiestuk voor de leden. Hij spijt hem, dat het door een samenloop van omstandigheden slechts in beperkte mate mogelijk was, om met het NERG-bestuur over dit belangrijk onderwerp van gedachte te wisselen. Het KIVI, dat ons in een aantal zaken ver voor is, heeft reeds ruim een jaar een plan van actie.

Vervolgens gaat Tasche meer inhoudelijk in op het onderwerp. Startuitspraak is dat "het NERG lijkt te marginaliseren". Er zijn vele oorzaken, maar het belangrijkste actiepoint is het doorbreken van de vicieuze cirkel.

Daarom moet dit punt op de NERG-agenda komen. Logischerwijze had er nu een plan van het Bestuur ter afstemming met de ALV klaar moeten liggen. Helaas is dit nog niet het geval.

Nederland is van oudsher een handelsland. Deze koopmansgeest voorkomt dat iets verder ontwikkeld wordt, zodra het werkt. In de techniek lopen we achter. Nederland heeft geen eigen industrie meer. Door de steeds verdergaande internationale gegevensuitwisseling is autonomie op (een aantal) techniekgebieden niet meer nodig. Met andere woorden: er is een fundamenteel probleem als je (bijvoorbeeld) een vereniging als het NERG bent.

Je moet je bewust zijn van dit probleem. Het moet op (politieke) agenda's komen. Er moeten voor Nederland (enkele) technologische speerpunten aangewezen worden. Voor de andere ontwikkelingen bestaat al uitwisseling van specialistische kennis ("smart buyer"). Alleen is er in Nederland geen nationaal debat over de noodzaak van deze speerpunten. Het staat niet op de politieke agenda. Tekenend is dat er voor vele zaken een vaste kamercommissie bestaat, maar niet voor de technologiepositie van Nederland in de wereld.

Het NERG zou mee moeten werken in initiatieven (samen met andere organisaties), om deze speerpunten op de nationale politieke agenda te zetten.

Op het gebied van onderwijs maakt niet uit hoe je dit inricht, als je de high-potentials er wel uitpikt en niet in de weg zit.

### Discussie:

Uit de navolgende discussie volgende de volgende actiepunten:

- Bestuur beraadt zich in eerstkomende vergadering over het opstellen actieplan(\*)
- Tasche wordt gevraagd het stuk en de presentatie te vervatten in een stuk voor het tijdschrift. Een samenvatting kan wellicht ook in een ingezonden brief in een dagblad / krant. (Wellicht is daar een journalist voor te strikken.)
- Regtien zal als trekker fungeren, ondersteund door de Commissie van Wijzen en Speelman. Producten: stuk in tijdschrift, plus stuk in (bijvoorbeeld) NRC.

De voorzitter bedankt de commissie van wijze mannen voor de inzet en tijd voor zover.

(\*) Vastgesteld is dat het op de (politieke) agenda krijgen van dit onderwerp een actiepunt is. Aan de hand van de speerpunten kan het NERG ook haar beleid bepalen.

Ook bepalend voor het NERG-beleid is de vraag welke diepgang de themabijeenkomsten moeten hebben. Het NERG heeft geen capaciteit om zeer specialistische themabijeenkomsten te organiseren, bovendien zijn andere verenigingen die dat

veel beter kunnen. Kracht van de NERG-themabijeenkomsten is juist het netwerken: het vernemen van kennis voor andere gerelateerde vakgebieden. Kortom: een breed wetenschappelijk georiënteerde genootschap.

### Proceedings IEEE "scanning the past" (Bob van Loon)

Van Loon vraagt aandacht voor het schrijven van verhalen in de Proceedings IEEE onder de noemer "scanning the past". Artikelen die geplaatst zijn behandelden al de langegolfverbinding tijdens WOI, een toelichting van de TOR, de TV-verbinding voor de kroning van de koningin van Engeland, Penthode van Tellegen.

Van Loon vraagt ondersteuning bij het schrijven van de volgende artikelen:

- het werk van van der Pol
- beschrijving ontwikkelingsgeschiedenis van de CD
- kortegolfzenders in Huizen

Andere bijdragen zijn ook welkom.

Tasche stelt voor om deze stukken uit het IEEE ook in NERG-tijdschrift te zetten. Smolders neemt actie.

### Rondvraag

1. De voorzitter bedankt de bestuursleden van der Schouw en Tjalkens (beide ad interim gedurende het laatste jaar) voor hun inzet.
2. Teneinde het bestuur bereikbaar te maken, worden e-mailadressenlijst voor alle bestuursdeelnemers en (sub) commissies (mits bekend) in het jaarverslag vermeld.
3. Op verzoek van de vergadering introduceren de nieuwe bestuursleden zich.
4. De Bruijn en Dunnebier bekijken of op het convocaat zelf het lidnummer gedrukt kan worden.
5. Situatie huisvesting administratie: op dit moment kan de administratie nog gebruik maken van de huisvesting bij KPN research. Gezien de overgang naar TNO is de toekomstige situatie onbekend. TNO en KPN blijven 2003 nog gescheiden opereren. In 2004 zou dit samengevoegd kunnen gaan worden.

### Sluiting

De voorzitter sluit de vergadering om 12.27 uur.





# Vederprijs 2002

*dr. ir. Bart Smolders*



Op donderdag 27 maart 2003 werd de jaarlijks terugkerende NERG themabijeenkomst gehouden rondom de Vederprijs. De Vederprijs wordt jaarlijks toegekend door het Vederfonds. De prijswinnaar voor het jaar 2002 is

## **dr.ir. Johan van der Tang**

"Voor de ontwikkeling van een toegankelijke ontwerpmethodologie voor geïntegreerde hoogfrequente oscillatoren"

De Vederprijs werd ditmaal uitgereikt door mevr. F. Olthof-Kosters, voorzitter van het bestuur van de Stichting Wetenschappelijk Radiofonds Veder en tevens kleindochter van Anton Veder. Verderop in dit nummer vindt U een artikel van Johan van der Tang over zijn excellente promotie-onderzoek dat uiteindelijk heeft geresulteerd in de toekenning van de Vederprijs 2002.

Hieronder volgt de considerans zoals uitgesproken tijdens de NERG themabijeenkomst van 27 Maart jl.

## **Considerans Johan van der Tang**

In zijn vergadering van 31 januari 2003 heeft het bestuur van de Stichting Wetenschappelijk Radiofonds Veder besloten de Veder-prijs 2002 toe te kennen aan dr.ir. Johan van der Tang, "voor de ontwikkeling van een toegankelijke ontwerpmethodologie voor geïntegreerde hoogfrequente oscillatoren".

Na een HTS-studie in Leeuwarden, waar hij afstudeerde op het onderwerp MOST IC's voor DECT-telefonie (bij Philips in Redhill/Engeland), heeft Johan van der Tang zijn studie voortgezet aan de Universiteit Twente, waar hij in 1995 afstudeerde op het ontwerp van data-gedreven array-architecturen voor het snel realiseren van prototypes voor DSP algoritmes. Hierna kreeg hij een baan aangeboden bij het Philips Natuurkundig Laboratorium, waar hij van 1995 tot 2000 heeft

gewerkt in de groep Integrated Transceivers. Hij heeft daarbij onderzoek verricht op het gebied van de geïntegreerde analoge bouwblokken, in het bijzonder oscillatoren, mixers en filters, voor hoogfrequente ontvangers en zenders, en dat voor verschillende applicaties waaronder satelliet-TV, radio en optische communicatie. Het frequentiegebied waar dit alles zich afspeelde was van zeer laagfrequent tot 12 GHz.

Nadat hij een aantal specifieke ontwerpen had gemaakt, rees het verlangen om de aspecten die komen kijken bij het ontwerp van met name oscillatoren, wat meer te structureren en toegankelijker te maken, en tegelijkertijd te zoeken naar meer generieke ontwerpaspecten. Na gesprekken met een hoogleraar werd toen een promotietraject ingezet. Februari 2000 heeft hij een nog grotere stap gemaakt: hij heeft zijn baan bij Philips opgezegd om aan de universiteit in Eindhoven te gaan werken. Afgelopen december heeft hij zijn proefschrift getiteld "High-Frequency Oscillator Design for Integrated Transceivers" met succes verdedigd. Naast een lange lijst van publicaties op conferenties en in tijdschriften heeft Van der Tang ook, samen

*Figuur 1: uitreiking van de Vederprijs aan dr.ir. Johan van der Tang door Mevr. F. Olthof-Kosters*



met twee co-auteurs, het boek "Circuit Design for RF Transceivers" geschreven.

Integrated Transceivers zijn de geïntegreerde analoge ontvangers en zenders in communicatieapparatuur. Zij verzorgen dus het transport van informatie. In onze huidige maatschappij neemt de vraag naar capaciteit voor de transmissie van informatie alsmaar toe en daarmee ook de eisen die gesteld worden aan de transceivers. Een essentieel bouwblok in zo'n transceiver is de oscillator. De kwaliteit van de oscillator bepaalt in hoge mate de kwaliteit van de hele transceiver. Het werk dat Van der Tang heeft verricht had als doel het ontwerptraject met al zijn afwegingen en keuzes inzichtelijker en toegankelijker te maken waardoor op een gestructureerde manier en binnen een beperkte tijd oscillatoren van hogere kwaliteit tegen lagere kosten (bijvoorbeeld lagere vermogensdissipatie) zouden kunnen worden ontworpen. Dat is iets dat in het licht van de huidige communicatieapparatuur met zijn kleine afmetingen, portabiliteit en batterijlevensduur van wezenlijk belang is. Daarin is hij volgens het bestuur van de Stichting Wetenschappelijk Radiofonds Veder zeer goed geslaagd.

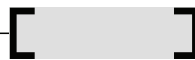
Typerend voor het werk van Van der Tang is dat zijn werk zowel fundamenteel goed onderbouwd is, als praktisch goed bruikbaar. Met name zijn daarbij het ontwikkelen en gebruiken van kwaliteitskenmerken, in het Engels Figures of Merit, of afgekort FOM's, van belang. Deze FOM's kunnen reeds op een vroegtijdig moment in het oscillatorontwerptraject kwalitatieve als kwantitatieve informatie leveren en als zodanig behulpzaam zijn

bij het nemen van beslissingen gedurende het ontwerptraject en bij het benchmarken van oscillatorontwerpen.

Zoals al eerder vermeld heeft Johan van der Tang dit alles ook daadwerkelijk toegepast en meerdere oscillatoren van hoge kwaliteit gemaakt die op conferenties zijn getoond. Genoemd kunnen worden: een door middel van fasedraaiers optimaal gekoppelde 5 GHz kwadratuur LC-oscillator; een 200 MHz LC-oscillator met actieve varactorkoppeling; een 200 MHz LC-oscillator met 11 verschillende frequentiebanden t.b.v. tuning; een 670-830 MHz LC-oscillator voor een volledig geïntegreerde éénchips FM ontvanger gemaakt in een 'silicon on anything'-proces; een 0.9-2.2 GHz spanninggestuurde oscillator (VCO) voor satelliet-TV; een 225-310 MHz LC-oscillator die met PMOS-varactors wordt verstemd; en een volledig geïntegreerde 10 GHz kwadratuur ring-VCO voor transceivers voor optische communicatie.

Hij heeft aldus aangetoond dat de eerder genoemde theorie effectief is en toegepast kan worden op een heel scala van verschillende oscillatoren, en dat dat ook leidt tot specifieke ontwerpen van hoge kwaliteit.

Samenvattend kan dus gezegd worden dat Van der Tang uiterst relevant werk heeft verricht voor de wereld van de communicatie. Het bestuur van de Stichting Wetenschappelijk Radiofonds Veder heeft dan zonder aarzeling en unaniem besloten Johan van der Tang de Veder-prijs 2002 toe te kennen en feliciteert hem van harte hiermee.



# High-Frequency Oscillator Design for Integrated Transceivers

J. van der Tang

Eindhoven University of Technology, Mixed-signal Microelectronics Group

Building EH 5.10, Den Dolech 2, 5600 MB Eindhoven, The Netherlands

phone: +31 40 247 2664, fax: +31 40 245 5674

email: j.d.v.d.tang@tue.nl



## Abstract

*Oscillators are key building blocks in integrated transceivers. Design of stable and low-power LC oscillators is especially important for wireless standards like GSM, UMTS, Bluetooth, Zig-Bee, etcetera. The power dissipation of the oscillator in the transceiver front-ends of wireless applications directly influences selling features like battery life time and form factor. This paper investigates the tradeoffs that the designer has to make between tuning range, phase noise and power dissipation during the LC oscillator design trajectory while pursuing a well balanced design that meets specification in a short design time. In addition, the concepts of design figures of merit and benchmark figures of merit are introduced and are illustrated with examples. These concepts greatly assist the designer in making important design decision such as topology choice and tuning method. The design of a fully integrated 670 MHz to 830 MHz LC oscillator in Silicon on Anything technology is described. It dissipates 0.4 mW while achieving a  $\mathcal{L}(100 \text{ kHz})$  of  $-100.4 \text{ dBc/Hz}$ .*

## 1 Introduction

Electronic communication nowadays is unthinkable without the use of oscillators. A Dataquest forecast predicted the production of 900 million RF products per year at the end of 2002, all having one or more oscillators incorporated [1, 2]. An electronic oscillator<sup>1</sup> is present in almost every electronic communication system, and provides a steady, often tunable, periodic signal, necessary for signal processing functions within the system. Oscillators are key building blocks in integrated

<sup>1</sup>The word oscillator is derived from the Latin verb "oscillare", which goes back to "oscillum", meaning swing. An English dictionary describes the word oscillate: "To swing back and forth with a steady, uninterrupted rhythm" (source: www.dictionary.com).

transceivers. Given the wide range of applications of wired and wireless transceivers, oscillator specifications differ greatly for each transceiver. The challenge for the oscillator designer is to find the right oscillator topology and to dimension it in a limited time, so that the oscillator design meets the requirements imposed by the transceiver in which it is embedded.

Two very different oscillator types are ring oscillators and LC oscillators. LC oscillators have resonators that can store energy during each oscillation period. In an oscillator, the energy loss has to be compensated by an active element. This active element also generates noise, which is generally proportional to the amount of energy it has to supply to sustain oscillation. Provided that the quality factor of the resonator is high, very low noise LC oscillators can be made. Non-resonator based oscillators, like ring oscillators, do not store energy each oscillation period, which generally leads to poorer spectral purity compared to LC oscillators given a certain power budget. Although ring oscillators have interesting properties such as a large tuning range, and a small integrated circuit (IC) area [1], this paper focuses on the design of LC oscillators. LC oscillators are especially important for wireless applications. In wireless applications battery lifetime is an important selling feature, which makes LC oscillators the preferred choice for the realization of the transceiver front-end. Increasingly the world of the consumer becomes wireless assisted by standards such as Global System for Mobile Communication (GSM), Universal Mobile Telecommunications System (UMTS), Digital European Cordless Telephone (DECT), Bluetooth, IEEE 802.11x, and IEEE 802.15.4 (ZigBee). The concept of ambient intelligence even shares the vision of over 100 transceivers in the future home of the consumer [3]. It is therefore likely that design and optimization of ("cool") low power resonator-based

Standard	Absolute tuning range [MHz]	Relative tuning range [%]
FM Radio front-end	87.5 – 108	21
TV receiver	41 – 960	184
DVB-T	470 – 860	59
GSM transmitter	890 – 915	2.8
GSM receiver	925 – 960	3.7
Satellite TV front-end	950 – 2150	77
DECT transceiver	1880 – 1920	2.1
UMTS transmitter (FDD)	1920 – 1980	3.1
UMTS receiver (FDD)	2110 – 2170	2.8
Bluetooth	2400 – 2483	3.4

Table 1: Absolute tuning range, and relative tuning range of several standards.

oscillators will be a “hot” topic for years to come.

This paper discusses the design of integrated LC oscillators with a focus on the relation of tuning methods and phase noise performance. There are many papers on the optimization of phase noise in oscillators [4–8]. However, not only the phase noise in an oscillator needs to be optimized, but the oscillator designer needs to find a good compromise between the performance of all relevant oscillator properties including tuning range, such that all specifications are met. Design figures of merit (FOMs) and benchmark FOMs aid the designer in early stages of the design cycle in his quest for the optimum compromise between all oscillator aspects [1]. Both FOM types are briefly discussed in this paper and illustrated with several examples.

First, important oscillator specifications are discussed and illustrated with examples in Section 2. Second, five tuning methods from which the oscillator designer can choose will be analyzed in Section 3. Where needed, equivalent quality factors will be defined in order to assess the influence of a tuning method on the spectral purity of an LC oscillator. Third, Section 4 introduces the concepts of design FOMs and benchmark FOMs. Two benchmark FOM examples are applied on numerous realized integrated LC oscillator design that are listed in Appendix A. Appendix A provides a comprehensive overview of the state-of-the-art of integrated LC oscillator performance. Fourth, a design example of an LC oscillator is highlighted in Section 5. This LC oscillator features a very low power consumption (0.4 mW), while having an excellent spectral purity. Finally, conclusions are cov-

ered by Section 6.

## 2 Oscillator Specifications

At the beginning of an oscillator design, the functional specifications and design resources must be completely clear. Deriving a well understood and complete set of oscillator specifications from the application in which the oscillator will be used, can be a challenging task in itself. In any case, time spent on this task in the beginning of the design process is worth the effort, since it is difficult to “hit a moving target” (specification). There are many different specifications for oscillators. Given a certain application, some will be very important and some will be less important. Two specifications that are always of importance for an oscillator design, in addition to design resources as power consumption and chip area, are tuning range, and phase noise to carrier ratio  $\mathcal{L}(f_m)$ . These two oscillator specifications are discussed below. There are many other oscillator specifications such as: jitter (the time domain specification of oscillator stability), waveform (harmonics, spurious signals), carrier amplitude and carrier power, supply pushing, in-phase/quadrature (I/Q) matching, etcetera, which are extensively discussed in [1].

### 2-A Frequency and tuning range

Frequency and tuning range are important specifications that can have a significant impact on the level of difficulty when designing an oscillator. In general, the higher the center frequency of an application, the more difficult it is to design an oscillator for this application.

Table 1 shows the absolute tuning range (minimum and maximum frequency) and relative tuning range<sup>2</sup> of a number of standards. For these ten standards, the center frequency can of course be calculated, but is omitted since it usually is not specified, as it is already included in the tuning range specification. An additional specification is of importance instead: tuning accuracy. In principle not all frequencies within the tuning ranges shown in Table 1, need to be covered by the oscillator. The listed ten standards all use channels equidistantly spaced on a certain frequency grid. For example, the Global System for Mobile communication (GSM) has a channel spacing of 200 kHz, whereas DECT uses 1.728 MHz. Therefore, theoretically, we could make an oscillator for standards with a frequency grid, which only produces discrete frequencies equal to the channel frequencies defined in the standard. However, in practice it is easier to implement a continuous tunable oscillator and realize the tuning accuracy with a PLL [2].

The relative tuning range requirements of Table 1 roughly divide the standards into two categories: wide range and narrow range standards (or applications). FM radio, television (TV), terrestrial Digital Video Broadcasting (DVB-T) and satellite TV are examples of the first category, whereas telecom standards such as GSM, Universal Mobile Telecommunications System (UMTS), DECT and Bluetooth are narrow range examples. A satellite TV receiver needs more than an octave of tuning range, whereas the required 40 MHz for a DECT receiver is almost negligible in comparison with the center frequency of roughly 2 GHz.

## 2-B Phase noise to carrier ratio

The output signal of a non-ideal oscillator with oscillator phase noise sidebands<sup>3</sup> can be modeled as

$$v_{out}(t) = V_{peak} \cos(2\pi f_{osc} t + \theta_{pn}(t)), \quad (1)$$

in which  $V_{peak}$  is the peak amplitude,  $f_{osc}$  the oscillation frequency, and the variable  $\theta_{pn}(t)$  a stochastic variable. The one-sided and double-sided power spectral density<sup>4</sup> of  $\theta_{pn}(t)$  are  $S_{\theta_{pn}}(f)$  and  $S_{\theta_{pn}}^{ds}(f)$ , respectively.

<sup>2</sup>Maximum minus minimum frequency divided by the center frequency of the frequency band.

<sup>3</sup>In general, an oscillator signal will also have (multiplicative) amplitude noise and its amplitude will have a stochastic components as well. However, unlike phase noise, this amplitude noise can be removed by a limiter.

<sup>4</sup>Defined as the Fourier transform of the autocorrelation function of  $\theta_{pn}(t)$ .

It is difficult to measure  $S_{\theta_{pn}}(f)$  directly. Normally,  $S_{v_{out}}(f)$  is measured, being the power spectral density of  $v_{out}$ . The power density  $S_{v_{out}}(f)$  versus frequency can be directly read from the analyzer display. Based on this measurement,  $S_{\theta_{pn}}(f)$  of an oscillator (or, in general, of a tuning system) is characterized by the single-sideband (SSB) phase noise to carrier ratio  $\mathcal{L}^5$  at an offset frequency  $f_m$  from the carrier frequency  $f_{osc}$ , which is defined as

$$\mathcal{L}(f_m) = \frac{P_{SSB}(f_{osc} + f_m)}{P_{signal}} \cong \frac{S_{v_{out}}(f_{osc} + f_m)}{V_{peak}^2/2}, \quad (2)$$

where  $P_{SSB}$  and  $S_{v_{out}}$  are measured in 1 Hz bandwidth. Figure 1 illustrates the definition of  $\mathcal{L}(f_m)$ . As shown in Figure 1,  $P_{signal}$  is the result of an integration of  $S_{v_{out}}(f)$  around  $f_{osc}$ . Provided that the integration interval is large enough to capture about 99 %,  $P_{signal}$  is a good approximation of total signal power. In practice the carrier power  $P_{carrier} = V_{peak}^2/2$  (the power arbitrarily chosen here in 1  $\Omega$ , of (1) with  $\theta_{pn}(t) = 0$ ) is used as an approximation of  $P_{signal}$ . Clearly a high  $P_{signal}$ , and thus a large  $V_{peak}$  is desired for a small  $\mathcal{L}(f_m)$ .

An indication of the  $\mathcal{L}(f_m)$  specification for several standards is given in Table 2. Exact values are not easy to specify because factors like production margin, whether a good  $\mathcal{L}(f_m)$  is important as a selling feature, and the specification of the sub-systems around the oscillator all influence the phase noise requirements. However, the figures are in accordance with what is normally specified for the listed standards.

In the third column of Table 2,  $\mathcal{L}(f_m)$  extrapolated to  $f_m = 2$  MHz is shown for comparison as well. It is important to note that  $\mathcal{L}(f_m)$  is proportional to  $f_{osc}^2$ , as will be explained in the next section. Hence, although  $\mathcal{L}(2$  MHz) of FM radio looks tougher than the GSM transmitter specification, this specification has to be achieved around 100 MHz, which is a lot easier than meeting GSM transmitter requirements around 900 MHz.

<sup>5</sup>Pronounced "script l".

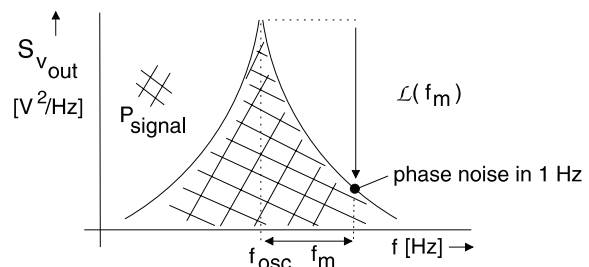


Figure 1:  $\mathcal{L}(f_m)$  definition.

Standard	$\mathcal{L}(f_m)$ [dBc/Hz]	$f_m$ [MHz]	$\mathcal{L}(2 \text{ MHz})$ [dBc/Hz]
FM Radio front-end	-105	0.01	-151
TV receiver	-95	0.1	-121
DVB-T	-90	0.01	-136
GSM receiver	-127	0.6	-137
GSM transmitter	-162	20	-142
Satellite TV front-end	-78	0.01	-124
DECT transceiver	-110	1	-116
UMTS transmitter (FDD)	-147	20	-127
UMTS receiver (FDD)	-130	8	-118
Bluetooth	-110	1	-116

Table 2:  $\mathcal{L}(f_m)$  requirements for several standards. In the last column,  $\mathcal{L}(f_m)$  extrapolated to  $f_m = 2 \text{ MHz}$  is listed, assuming a  $1/f^2$  phase noise sideband slope.

Phase noise deteriorates transceiver performance. In other words, transceiver performance requirements will lead to a certain  $\mathcal{L}(f_m)$  specification. Examples of mechanisms that cause this performance deterioration are reciprocal mixing for receivers and emission of phase noise in unwanted frequency bands for transmitters.

### 3 Tuning of LC oscillators

Wireless standards like GSM, UMTS, DECT and Bluetooth, have relative tuning ranges all below 4% as we have seen in Table 1. However, process spread in IC technologies makes it even for these standards non trivial to meet the tuning range with a single varactor. For standards like FM radio and Satellite TV, with 21% and 77% nominal tuning range, use of one LC oscillator with only one varactor is out of the question, and techniques like band-switching or oscillator switching must be used. For any standard, the oscillator designer has to optimize both tuning range and phase noise to carrier ratio  $\mathcal{L}(f_m)$ , which are conflicting oscillator properties. In this section, five LC oscillator tuning methods are discussed and their influence on  $\mathcal{L}(f_m)$  is analyzed.

#### 3-A Phase noise modeling

In order to assess the relation between a tuning method and  $\mathcal{L}(f_m)$ , a phase noise model is required. The 6 dB per octave region of  $\mathcal{L}(f_m)$  of any

LC oscillator can be modeled by [1,6,9]:

$$\mathcal{L}_{LC}(f_m) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{4Q^2} \left( \frac{f_{osc}}{f_m} \right)^2 \frac{\overline{i_n^2}}{i_{carrier}^2}, \quad (3)$$

in which  $i_{carrier}^2$  is the squared rms carrier current,  $\overline{i_n^2}$  the total noise current across the resonator, and Q the (loaded) resonator quality factor. The influence of each tuning method on  $\mathcal{L}(f_m)$  will be investigated by assessing its effect on the resonator Q.

The oscillation frequency  $f_{osc}$ , offset frequency  $f_m$  and  $i_{carrier}^2$  are relatively easy to obtain for the oscillator designer. Two approaches are common to estimate the total equivalent noise current  $\overline{i_n^2}$ . In case of LTI modeling,  $\overline{i_n^2}$  is calculated in a linear fashion<sup>6</sup> (referred to as  $\overline{i_{nLTI}^2}$ ), without taking time variant effects of the nonlinear oscillator into account. Equation (3) can also be used in case of LTV modeling but  $\overline{i_n^2}$  in (3) must then be calculated making use of the impulse sensitivity function (ISF) [4]. This is more accurate than linear modeling as it takes into account the effect of varying oscillator currents during one period and frequency conversion effects [4–6]:

$$\overline{i_{nLTV}^2} = 2 \overline{i_{nLTI}^2} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Gamma_{\text{eff}}^2(x) dx = 2 \overline{i_{nLTI}^2} \Gamma_{\text{rms}}^2, \quad (4)$$

in which  $\Gamma_{\text{eff}}$  is the effective ISF, taking into account cyclo-stationary effects. For an oscillator with an ideal sinusoidal waveform and no cyclo-stationary

<sup>6</sup>Calculating all noise sources to the output of the oscillator and adding them power wise.

effects  $\Gamma_{rms}^2$  equals 1/2. Note that in this case  $\overline{i_{nLTV}^2}$  is identical to  $\overline{i_{nLTI}^2}$ . Both with LTI and LTV modeling it can be shown that the inductor (L) of a LC oscillator should be minimized, if the noise of the active oscillator part is dominant *and* the inductor technology is such that the Q improves for smaller L values [10]. This is beneficial for the tuning range as, in the case of varactor tuning, the varactor can be made larger and becomes more dominant compared to fixed parasitic capacitance. However, the oscillator should start-up, and the active part should switch to maximize phase noise performance [1,7]. In other words, the equivalent parallel resistance of the resonator, that decreases when L decreases, should stay sufficiently large. If the resonator noise dominates in  $\mathcal{L}(f_m)$  of an LC oscillator, L should be maximized for optimum  $\mathcal{L}(f_m)$  [1,8].

### 3-B Tuning with varactors

The most common way to tune a LC oscillator is with a varactor. Its quality factor  $Q_{var} = 1/(\omega C_{var} R_{var})$  needs to be maximized for maximum  $\mathcal{L}(f_m)$ , while having sufficient capacitance ratio to meet the tuning range specification. Especially when using PCB or SMD inductors, bond-wires, or a combination to implement L, the varactor Q will dominate the resonator Q. By adding fixed series capacitance ( $C_{series}$ ) or fixed parallel capacitance ( $C_{par}$ ) with a high Q (for example MIM-capacitors), the varactor Q can be improved:

$$Q_{var-new} \approx Q_{var} \times \frac{C_{series}(C_{series} + C_{var}) + C_{par}(2C_{series} + C_{var})}{C_{series}^2}. \quad (5)$$

However, the improvement in quality factor comes at the cost of a reduction of capacitance ratio: a clear example how phase noise performance and tuning range can be exchanged.

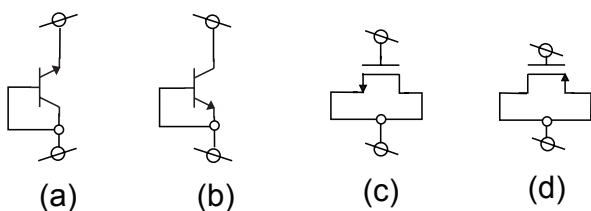


Figure 2: Four varactor implementations.

Fig. 2 shows four possible varactor implementations; two constructed with bipolar transistors and two with MOS transistors. Table 3 shows the measured performance of two PN-junction varactors and two MOS accumulation mode varactors. MOS varactors have in principle the advan-

Ref.	Type	$C_{max}/C_{min}$	$Q_{var}$
[11]	PN-junction	1.83	69@1 GHz
[12]	PN-junction	1.7	26@1 GHz
[11]	MOS, Acc.	1.76	95@1 GHz
[13]	MOS, Acc.	3	23@1 GHz

Table 3: Examples of measured varactor performance.

tage that the capacitance variation can be achieved within a small control voltage swing: an important feature for low-voltage designs. However, this only true for a small voltage swing across the MOS varactor, because a large voltage swing has an averaging effect on the capacitance ratio  $C_{max}/C_{min}$  and effectively reduces the oscillator tuning constant  $K_{vco}$  [14].

### 3-C Band switching

Integrated varactors may not provide sufficient tuning range for an LC oscillator in an application. Band switching can then be used to meet the tuning range requirements [15,16]. In case of a band-switched resonator, a total of  $N_b$  switched capacitors divide the tuning range into  $N_b + 1$  bands. If the switched capacitors are binary weighted, which is more efficient in terms of the number of needed control signals, the number of bands is equal to  $2^{N_b} - 1$ . A varactor realizes continuous tuning within a band. Provided that the frequency bands overlap, all frequencies can be reached. Band switching reduces the requirements of the continuous varactor. Furthermore, it reduces the oscillator's tuning constant  $K_{vco}$ , making it less sensitive to noise on its tuning input, which is beneficial to  $\mathcal{L}(f_m)$  [17]. Therefore, even if a varactor capacitance ratio is sufficient to meet the tuning range requirements, band switching can be needed to improve  $\mathcal{L}(f_m)$ , by reducing the tuning slope.

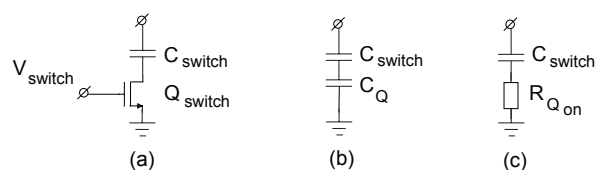


Figure 3: Simplified model for a switched capacitor.

In Fig. 3, simplified models for the off-state and

on-state of a typical band switch circuit implementation are shown. In the off-state, the minimum parasitic capacitance of the switch is an important design parameter. The minimum value of the switched capacitor is equal to  $(C_Q^{-1} + C_{switch}^{-1})^{-1}$ . Therefore  $C_Q$  should be minimized for a minimum fixed capacitance introduced by the band-switches, since this reduces the effective tuning range of the varactor in the resonator. In the on-state, the quality factor of a band switch is of primary importance, and in the first order it is equal to

$$Q_b = \frac{1}{\omega C_{switch} R_{Q_{on}}} \approx \frac{1}{\omega C_{switch} (\mu_n C_{ox} W / L (V_{switch} - V_{TH}))^{-1}}. \quad (6)$$

Resistance  $R_{Q_{on}}$  needs to be minimized for a high  $Q_b$ , and this can be achieved by applying maximum  $V_{switch}$  and maximizing  $W$ . However, since the parasitic capacitances of transistor  $Q_{switch}$  are proportional to  $W$ , the desire to minimize  $C_Q$  places an upper bound on  $W$ . A design procedure for a switched capacitor array, optimizing for quality factor and tuning range, while taking into account the discussed constraints, is described in [18].

### 3-D Oscillator switching

Band switching using switched capacitors has already been discussed. Instead of switching resonator elements on and off, oscillators can be switched on and off [15, 19]. Each oscillator covers one of the overlapping frequency bands, and the varactor or varactors in each oscillator cover the frequencies within one band. The disadvantages of oscillator switching as tuning method are that much more chip area is needed and circuitry is needed to select and switch unused oscillators off, as well as circuitry that connects the selected oscillator to the blocks where its signal is used (a “multiplexer”). An advantage of oscillator switching is that the overall phase noise performance can be superior when using multiple oscillators. Each oscillator can be optimized for maximum  $\mathcal{L}(f_m)$  independent of the other oscillators. Activating and deactivating an oscillator can be as simple as switching a tail current on and off, and this can be easier to realize than making high-quality switched capacitors at high frequencies.

### 3-E Active capacitive tuning

Circuit topologies can be used to emulate a varactor function. Large tuning ranges can be achieved at high frequencies using variable

impedance converters [20, 21]. However, since active devices are per definition part of active capacitive tuning solutions, it is likely that the additional noise of the active devices will degrade the spectral purity of an oscillator severely, compared to passive tuning solutions.

In order to be able to compare active varactors with passive varactor quality factors, it is useful to define an “effective quality factor”  $Q_{C_{active}}$ . This quality factor definition also takes active device noise into account. If we model the active varactor as a parallel circuit of  $C_{active}$ , a resistance  $R$  and a current noise source with current density  $\overline{i_{n_{tot}}^2}$ , the quality factor of an active varactor can be defined as:

$$Q_{C_{active}} = Q_{varactor} \sqrt{\frac{\overline{i_{n_R}^2}}{\overline{i_{n_{tot}}^2}}}, \quad (7)$$

with  $Q_{varactor} = \omega C_{active} R$ , and  $\overline{i_{n_R}^2}$  the noise current density of  $R$ :  $4kT/R$ . The formula for  $Q_{varactor}$  is identical to the quality factor definition of a passive varactor with effective parallel resistance  $R$ . Since for a passive varactor  $\overline{i_{n_R}^2} = \overline{i_{n_{tot}}^2}$ , (7) reduces to  $Q_{varactor}$ . An active varactor will have  $\overline{i_{n_{tot}}^2} > \overline{i_{n_R}^2}$ , and this can result in a significant decrease of  $Q_{C_{active}}$ .

Fig. 4 shows the die photo of 240-310 MHz LC oscillator with external coils that was used to investigate the  $\mathcal{L}(f_m)$  of active tuned oscillators [21]. Measured phase noise at the extremes of the tuning range was quite good: measured  $\mathcal{L}(10 \text{ kHz})$  was better than -75 dBc/Hz at 240 MHz and 310 MHz. However, in the middle of the tuning range,  $Q_{C_{active}}$  calculated to less than unity for this oscillator. The poor performance predicted by  $Q_{C_{active}}$  in the middle of the tuning, was confirmed by measurements.  $\mathcal{L}(10 \text{ kHz})$  was worst case more than 20 dB below -75 dBc/Hz. Especially for active tuned LC oscillators,  $\mathcal{L}(f_m)$  should always be evaluated across the whole tuning range.

As (5) suggests, it is important to note that the quality factor of active varactors can be improved by placing high-quality capacitors in series or in parallel. Therefore, when only a very small tuning range is required, active capacitive tuning may be a viable solution. A good example of a design achieving excellent phase noise performance with active varactors, uses an active varactor topology to tune a crystal oscillator for an FM Stereo Decoder [22].

Similar to the quality factor definition of an active capacitance, an effective quality factor can be defined for active inductances<sup>7</sup> [1].

<sup>7</sup>Example of active inductances can be found in [23, 24]



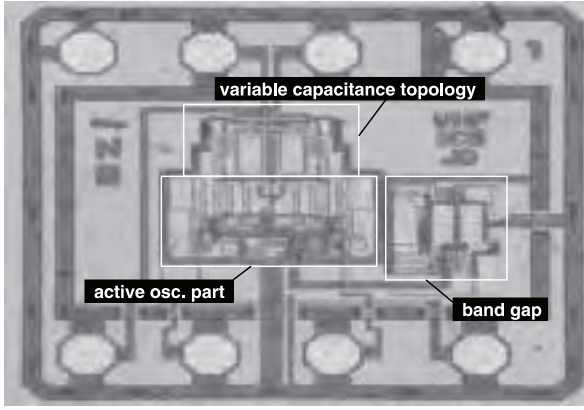


Figure 4: LC oscillator with active capacitive tuning.

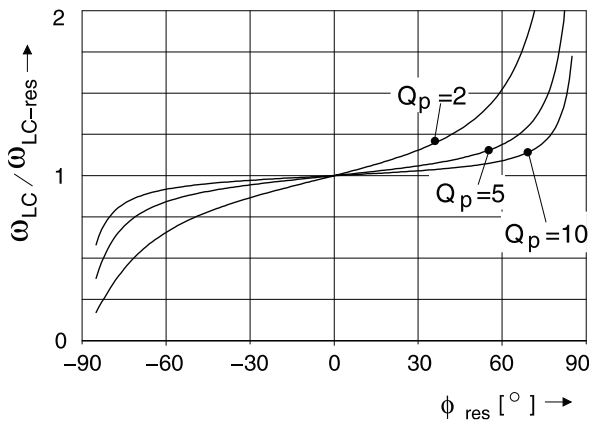


Figure 5: The normalized frequency  $\omega_{LC}/\omega_{LC-res}$  of a quadrature LC oscillator versus phase shift  $\phi_{res}$ , for  $Q_p$  is 2, 5 and 10.

### 3-F Phase shift tuning

The frequency of an LC oscillator can be varied by varying resonator phase shift  $\phi_{res}$  [25]:

$$\omega_{LC} = \frac{-\tan(\phi_{res}) + \sqrt{4Q_p^2 + \tan^2(\phi_{res})}}{2Q_p} \cdot \omega_{LC-res}, \quad (8)$$

with  $\omega_{LC-res}$  equal to  $(\sqrt{LC})^{-1}$ , and  $Q_p$  the quality factor of the LC resonator for  $\phi_{res} = 0$ . For single-phase oscillators, phase shift tuning is not a logical choice because there is in general not a phase-shifter in the circuit present. In quadrature LC oscillators the two single-phase oscillators are coupled by circuits that can act as tunable phase shifters. Large tuning ranges can be obtained with phase shift tuning [26, 27]. In Fig. 5, (8) is plotted for three  $Q_p$  values. The tuning range increases when  $Q_p$  decreases, since the resonator phase characteristic versus frequency becomes less steep for lower  $Q_p$  values.

An effective quality factor can be defined for

phase shift tuned LC oscillators [28]:

$$Q_{\phi_{res}} \approx N \cdot Q_p \cdot \cos(\phi_{res}), \quad (9)$$

in which  $N$  is the number of stages of a multi-phase oscillator<sup>8</sup>. Quality factor  $Q_{\phi_{res}}$  is maximal, if  $\phi_{res} = 0$ . Equation (9) shows that  $Q_{\phi_{res}}$  stays close to its maximum for small tuning ranges. Phase shift tuning can be used to realize a large tuning range (by realizing a large  $Q_{\phi_{res}}$  variation), but at the price of a much reduced effective quality factor, resulting in a degradation of  $\mathcal{L}(f_m)$ .

## 4 Figures of Merit

As is clear from Section 2 each application has specific demands for the performance of an oscillator. Section 3 discussed five tuning methods and resonator architectures from which the designer can choose. On top of that the oscillator designer has to select the optimum topology for the active part of the LC oscillator out of many possibilities. Similar to the design of other analog circuits, during the topology selection phase and the optimization phase of an oscillator design, an unstructured mix of heuristics, trial-and-error and lots of experience is normally key. The concepts of design and benchmark FOMs are aimed at structuring the analog design process by providing qualitative insight and quantitative information on the oscillator performance during the design. This allows the oscillator designer to quickly assess first order oscillator performance and make important design decisions such as topology selection in a structured way. After the initial effort of defining suitable FOMs for an oscillator topology, design knowledge is documented. Once a useful FOM is defined it enables inexperienced designers to make design decisions as quickly as the experienced designer who may have formulated the FOM but has left the design group. Several examples of design FOMs and benchmark FOMs are highlighted below. Both FOM types are more extensively discussed and applied in [1].

### 4-A Design FOMs

Design FOMs compare an estimation of a performance aspect of an oscillator with its functional specification. The design margin is indicated by the value of the FOM. At the cost of reduced accuracy, relatively simple first-order calculations can be used to formulate design FOMs. In other words, the complexity of the design FOM is reduced at the

<sup>8</sup>The formula is also applicable for  $N = 1$ : a single-phase oscillator

cost of some accuracy. Once all important design FOMs are defined and evaluated for several oscillator topologies, for example the design FOMs concerning frequency, tuning range and  $\mathcal{L}(f_m)$ , these topologies can be ranked on the basis of the design FOM values. With 100% accurate modeling design FOMs would lead to hard design decisions: a negative design margin would mean that the oscillator topology under consideration does not meet the functional specifications and that it can be discarded. In practice, there is modeling uncertainty and design FOMs thus have a value with a small enough error-band to be useful. Once design FOMs of an oscillator topology are defined they provide qualitative insight concerning the relations between the design parameters, and quantitative insight when evaluated.

#### 4-A.1 Tuning design FOM

In Section 3, a number of tuning possibilities for LC oscillators were discussed. If continuous passive capacitive tuning with varactors is investigated as a first way to realize a specified tuning range, its required capacitance ratio can be assessed with the following tuning FOM [1]

$$FOM_{tuning-LC} = \frac{C_{max} + C_{par}}{C_{min} + C_{par}} \left( \frac{f_{max,spec}}{f_{min,spec}} \right)^2, \quad (10)$$

in which  $C_{max}$  and  $C_{min}$  are the maximum and minimum capacitance of the varactor,  $f_{max,spec}$  and  $f_{min,spec}$  the tuning range specification, and  $C_{par}$  the total parasitic capacitance in parallel with the varactor. The parameter  $C_{par}$  can be expanded for a given LC oscillator topology. For example, a first order estimation of  $C_{par}$  for a cross-coupled MOS differential pair is

$$C_{par} = \frac{1}{2}(C_{gs} + 4C_{gd} + C_{db}), \quad (11)$$

in which  $C_{gs}$  is the gate-source capacitance,  $C_{gd}$  the gate-drain capacitance, and  $C_{db}$  the drain-bulk capacitance of one transistor. With the described design FOM the oscillator designer can quickly determine whether the tuning range specification is met and it also documents which transistor parasitics reduce the tuning range.

#### 4-A.2 $\mathcal{L}(f_m)$ design FOM

Linear modeling yields a reasonable first order estimation of  $\mathcal{L}(f_m)$  for all types of LC oscillators [1]. Utilizing the linear phase noise modeling of LC oscillators a design FOM to assess  $\mathcal{L}(f_m)$  can

be defined,

$$FOM_{\mathcal{L}(f_m)} = \mathcal{L}(f_m)_{spec} / \left( \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{4Q^2} \left( \frac{f_{osc}}{f_m} \right)^2 \frac{N \cdot \overline{i_n^2}}{i_{carrier}^2} \right), \quad (12)$$

with  $N$  the number of oscillator stages (for a single-phase LC oscillator  $N = 1$ ), and with the quality factor  $Q$  depending on the oscillator type and topology under consideration, for example,

$$\begin{aligned} NQ_p \cos(\phi_{res}) & \text{ for LC oscillators with passive LC resonator,} \\ Q_{C_{active}} & \text{ for an active capacitance (see (7)),} \end{aligned}$$

with  $Q_p$  the loaded quality factor of a LC resonator and  $\phi_{res}$  the resonator phase shift. Clearly, any LC oscillator must be constructed for minimum  $\phi_{res}$  to have a maximum quality factor and therefore maximum  $\mathcal{L}(f_m)$ . A first order estimation of parameters  $\overline{i_n^2}$  and  $i_{carrier}^2$  in  $FOM_{\mathcal{L}(f_m)}$  can easily be calculated for a given oscillator topology. In Section 5 the design of a bipolar cross-coupled oscillator will be discussed. The maximum peak carrier current of the oscillator that will be discussed in Section 5 is equal  $2/\pi \cdot I_{tail}$ . An LTI approximation of  $\overline{i_n^2}$  for this oscillator when neglecting the tail current noise can be written as

$$\overline{i_n^2} = \frac{\overline{i_{nbipo}^2}}{2} + \frac{4kT}{R_p}, \quad (13)$$

with  $R_p$  the effective parallel resonator resistance, and  $\overline{i_{nbipo}^2} = 2kT/g_{mbipo}$  if we neglect the base resistance noise and assume that transistor current gain  $\beta_O \gg 1$ . Transconductance  $g_{mbipo}$  is the transconductance of one bipolar transistor. Constant  $k$  is Boltzmann's constant and  $T$  denotes the absolute temperature.

The generic form of the design FOM in (12) covers many oscillator topologies and when evaluated allows a quick first order estimation on whether the phase noise specification is met given a certain topology and resonator technology (which determines the resonator  $Q$ ). The accuracy of the estimation of the  $\mathcal{L}(f_m)$  design margin can be further improved by calculation of  $\overline{i_n^2}$  using LTV phase noise theory (see (4)).

#### 4-B Benchmark FOMs

Benchmark FOMs normalize performance aspects of an oscillator to allow fair comparison with other oscillator designs, or to compare them against a theoretical performance limit. The benchmark FOM, Normalized Phase-Noise (Nor-PN) is

known from literature and is often used to compare the measured  $\mathcal{L}(f_m)$  of an oscillator design with previously published designs [29–31]. This comparison can also be performed with the novel benchmark FOM: LC oscillator design efficiency (LC-ODE) [1]. However, ODE compares the achieved  $\mathcal{L}(f_m)$  with an estimation of a theoretical  $\mathcal{L}(f_m)$  limit, thus providing much more information for the designer, as will become clear.

#### 4-B.1 Normalized phase noise

The benchmark FOM that we will refer to as “Normalized Phase Noise” (Nor-PN) is often used in the literature for oscillator comparison. It takes into account the power dissipation  $P_{DC}$  of the oscillator core, in addition to  $f_{osc}$  and  $f_m$ . From (3) it is clear that  $\mathcal{L}(f_m) \propto 1/P_{DC}$ . To take this dependence into account,  $FOM_{Nor-PN}$  normalizes the oscillator power dissipation to a reference power dissipation of 1 mW. Hence  $FOM_{Nor-PN}$  is defined as [30,31],

$$FOM_{Nor-PN} = 10 \log(\mathcal{L}(f_m)) + 10 \log\left(\frac{f_m^2 P_{DC}}{f_{osc}^2 1 \text{ mW}}\right). \quad (14)$$

A lower  $FOM_{Nor-PN}$  (i.e. a more negative value in dBs) indicates a better  $\mathcal{L}(f_m)$  performance. Figure 6 gives a good impression of typical  $FOM_{Nor-PN}$  values of all LC oscillators listed in Appendix A

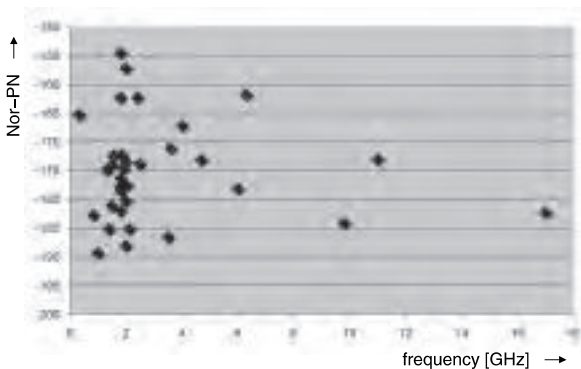


Figure 6: Benchmark FOM  $Nor - PN$  versus  $f_{osc}$  of a number of LC oscillator designs.

#### 4-B.2 Oscillator design efficiency

The benchmark FOM  $FOM_{Nor-PN}$  normalizes for  $f_{osc}$ ,  $f_m$ , and also normalizes for  $P_{DC}$ . This FOM can be used to rank LC oscillators. Although ranking with this FOM allows the oscillator designer to assess whether his design belongs to the top of the class or hangs at the bottom, this relative

ranking leaves the designer with a number of interesting and valuable unanswered questions. Questions such as: “Is it feasible to achieve the  $\mathcal{L}(f_m)$  specification with this technology (quality factor) and power budget?”, and “How difficult is it to meet this  $\mathcal{L}(f_m)$  specification, i.e. is it close to the maximum achievable performance?”. In this section we propose a figure of merit, called LC-ODE, which provides an answer to these questions.

To answer the above discussed design questions, we need absolute benchmarking of  $\mathcal{L}(f_m)$  of an oscillator design: the achieved  $\mathcal{L}(f_m)$  needs to be compared with an estimation of the minimum  $\mathcal{L}(f_m)$  that can be achieved. Linear phase noise modeling provides a first order estimate of this limit.

We define the benchmark FOM LC-ODE as [32]

$$FOM_{LC-ODE} = -10 \log(\mathcal{L}(f_m)) + 10 \log\left(\frac{kT}{2P_{DC}} \frac{1}{Q_p^2} \frac{f_{osc}^2}{f_m^2}\right). \quad (15)$$

This FOM is based on linear modeling and neglects all active device noise in the LC oscillator. It also assumes 100% efficiency, that is: all DC power is converted to RF carrier power. Since linear phase noise modeling neglects all additional phase noise generation mechanisms, and we set all cyclo-stationary active noise sources to zero,  $FOM_{LC-ODE}$  should always be negative. If the  $FOM_{LC-ODE}$  value of a certain oscillator design is larger than 0 dB, the theoretical limit that was defined using best case design parameters is crossed and this is extremely unlikely, if not impossible. A  $FOM_{LC-ODE}$  value of 0 dB implies 100% design efficiency. As we will see, an ODE of 10% (or -10 dB) already is an excellent oscillator compared to the majority of LC oscillator designs.

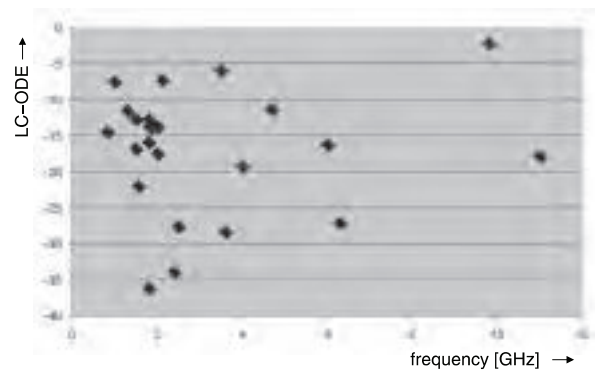


Figure 7: Benchmark FOM  $LC - ODE$  versus  $f_{osc}$  for a number of single-phase LC oscillator designs.

In Figure 7  $FOM_{LC-ODE}$  versus  $f_{osc}$  is plot-

ted for most<sup>9</sup> of the single-phase LC oscillators designs in Appendix A. The majority of oscillators in Figure 7 has a  $FOM_{LC-ODE}$  value between -10dB (10% design efficiency) and -20 dB (1% design efficiency). If a set of specifications and a given technology<sup>10</sup> deliver a  $FOM_{LC-ODE}$  better (closer to 0 dB) than -10 dB, the specification is really challenging and may result in a significantly longer design trajectory compared to more moderate  $FOM_{LC-ODE}$  values. A few LC oscillator designs achieve an ODE value better than -10 dB. For example, designs [17], [33] and [34] achieve values of -7.4, -7.2 dB and -5.8 dB, respectively. Design [35] is a 10 GHz CMOS oscillator; using the design parameters reported in [35] its  $FOM_{LC-ODE}$  value comes to -2.2. This is of course highly unlikely, since an oscillator at 10 GHz in a 0.35  $\mu\text{m}$  process will have sinusoidal waveforms and therefore significantly more active noise contributions to  $\mathcal{L}(f_m)$  compared to the oscillators operating around 2 GHz. Several reasons can lead to this inconsistent FOM value. For example, the actual quality factor of the used resonator can be significantly higher than the one reported. Whenever  $FOM_{LC-ODE}$  reaches a positive or unrealistic value, the oscillator designer is alerted to reassess oscillator key parameters and simulation or measurement results. The preceding example demonstrates how absolute benchmarking with  $FOM_{LC-ODE}$  provides the oscillator designer with a consistency check.

The lowest  $FOM_{LC-ODE}$  value (-36 dB) is linked to design [36] (also described in [37]). This oscillator employs an interesting implementation of phase-shift tuning using two resonator circuits. In the middle of its tuning range, the resonator phase shift for both resonator circuits in the oscillator is large. As is predicted by equation (9) this results in a grave quality factor reduction. In other words, the low  $FOM_{LC-ODE}$  value for this design is the result of not taking full advantage of the available maximum resonator quality factor.

The preceding examples demonstrate the added value of  $FOM_{LC-ODE}$  compared to the benchmark FOM  $FOM_{N\text{or}-PN}$ . Only  $FOM_{LC-ODE}$  provides the designer with a consistency check tool, a good indication of how difficult it will be to achieve the  $\mathcal{L}(f_m)$  functional specification and alerts him when other phase noise mechanisms than the unavoidable ones are dominant or when available res-

<sup>9</sup>For calculation of  $FOM_{LC-ODE}$  the quality factor of the resonator is needed in addition to parameters  $\mathcal{L}(f_m)$ ,  $f_m$ , and  $P_{DC}$ . Therefore, only for the designs in Appendix A with these parameters available (i.e. reported in the referenced paper)  $FOM_{LC-ODE}$  is plotted.

<sup>10</sup>Which determines available quality factor values.

Specification	Nom. value	Units
VCC	5	V
Supply current	<100	$\mu\text{A}$
Minimum frequency	785	MHz
Maximum frequency	950	MHz
$\mathcal{L}(100 \text{ kHz})$	-101	dBc/Hz
Process	SOA	

Table 4: Short list of nominal FM LO specifications.

onator quality factor is not fully employed.

## 5 A 670–830 MHz LC oscillator for FM radio in SOA

The FM radio standard is quite an ancient standard compared to modern digital transceiver standards. However, its use is still extremely wide spread. Increasing the level of integration of FM radio receivers is of interest, since many modern electronic consumer products have a built-in FM receiver as an additional selling feature. Examples are mobile phones, MP3 players and PC extension cards. Especially for portable equipment, this FM receiver should be extremely cheap, low power and be fully integrated. The oscillator design example discussed in this paper concerns a feasibility study into a monolithic ultra-low-power LC oscillator running at eight times the FM radio band [38].

### 5-A Specifications

The nominal target specifications for the FM local oscillator (LO) are listed in Table 4. As we know from Table 1, the FM radio band starts at 87.5 MHz and extends to 108 MHz. The radio receiver architecture is conventional in the sense that it has a 10.7 MHz IF frequency. Normally, the quality factor of on-chip inductors is rather low around 100 MHz (the real part is high compared to the imaginary part of the inductor). Therefore, the LO frequency was chosen 8 times higher than the FM radio band plus IF-frequency, and thus ranges from 785 to 950 MHz. This LO frequency is divided down (by 8) via a frequency divider to obtain the LO-signal at  $f_{\text{channel}} + f_{IF}$ .

For FM portable radios a signal-to-noise ratio (SNR) of 60–65 dB is acceptable. It turns out that  $\mathcal{L}(100 \text{ kHz})$  must be smaller than approximately -119 dBc/Hz to achieve a SNR level of 60 dB [1]. As is eloquently shown in [2], the phase noise of

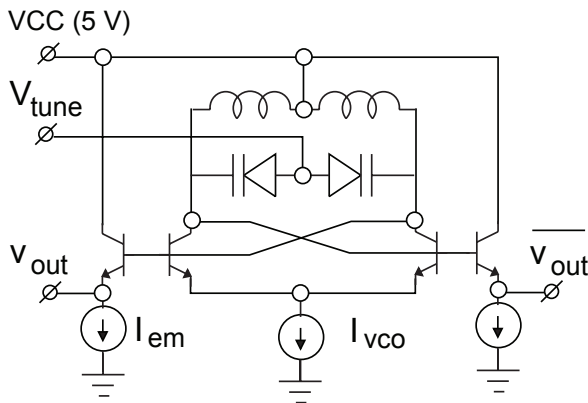


Figure 8: Simplified schematic of the LC oscillator.

an oscillator improves 6 dB per division by two of its frequency<sup>11</sup>. Intuitively this is understandable as the period of the waveform is increased by a factor two after division and the noise is ideally unaffected. Since we have chosen a division factor of 8, the  $\mathcal{L}(100 \text{ kHz})$  specification of the oscillator around 900 MHz becomes  $-119 \text{ dBc/Hz} + 20 \log(8) = -101 \text{ dBc/Hz}$ .

To demonstrate the suitability of Silicon on Anything (SOA) technology<sup>12</sup> for low-power oscillators, a challenging power budget of 0.5 mW was chosen. SOA IC technology combines low-power active devices with high Q passives [38]. The low power consumption of circuits realized in SOA technology is for an important part the result of the removal of the silicon substrate. After processing the wafer is flipped and glued to an isolating substrate (normally glass). The silicon substrate then is completely removed by etching. Therefore substrate losses and parasitics are minimized, resulting, among other benefits, in high-Q inductors.

### 5-B Oscillator design

A balanced oscillator topology was chosen for the oscillator design, to maximize rejection of common mode disturbances. The design is shown in Figure 8. Common mode rejection is particularly important since the VCO is integrated in an FM radio receiver. The disadvantage of a balanced LC oscillator design with integrated coils is a substantial increase in the chip area. As we will see the inductor area dominates the total chip area in this design.

The value of the on-chip inductors was chosen to

<sup>11</sup>That is provided the divider is well designed and does not add phase noise. A typical noise floor of a divider for this application is -140 dBc/Hz at 10 kHz offset.

<sup>12</sup>SOA technology was still in development during design of the FM LO.

be 29.8 nH with a  $Q_{max}$  of  $\sim 17.3$  around 1 GHz. The total parasitic capacitance of this inductor is 150 fF. Given the maximum specified tail current of  $100 \mu\text{A}$ , we need a large effective parallel resistance ( $R_p$ ) and open loop gain to benefit from shot-noise reduction due to noise modulation [1]. The inductor of 29.8 nH yields<sup>13</sup> an  $R_p$  equal to  $6.3 \text{ k}\Omega$  around 1 GHz. This gives an open-loop gain (the transconductance of the differential pair times  $R_p$ ) of 6 and a peak voltage swing almost 1 V. This voltage swing is too high: the base-collector junctions of the cross-coupled differential pair in Figure 8 will go into forward and the oscillator will operate in the voltage-limited region. However, the effective parallel resistance  $R_p$  is reduced by the finite quality factor of the varactor, and we can check the operation region again when we know the total resonator quality factor. In the voltage limited region, an increase tail current  $I_{vco}$ , in contrast to the current-limited region, does not result in a proportional increase of carrier amplitude. Often additional noise is generated in the voltage-limited region and in that case  $\mathcal{L}(f_m)$  degrades when  $I_{vco}$  is further increased.

Seven varactor sections in parallel, each of 240 fF (zero bias) are used. At the start of the oscillator design SOA technology was still in its development stage and the accuracy of the modeling of parasitics including interconnect was an issue. To accommodate this risk, the center frequency of the oscillator was designed somewhat lower than the target center frequency. Each of the seven sections was placed with sufficient surrounding space to make laser trimming possible. Obviously, in production this is not an option for cost reasons, but for a feasibility study laser trimming is viable option.

The capacitance ratio  $C_{max}/C_{min}$  of the varactor for a bias voltage  $V_{reverse}$  ranging from 0 to 5 volt, is approximately 1.7. The quality factor of the PN-junction varactor is around 26 at 1 GHz. The finite varactor quality factor at 1 GHz reduces  $R_p$  to  $3.6 \text{ k}\Omega$  and the maximum peak voltage<sup>14</sup> across the cross-coupled bipolar differential pair is below 0.6 V. This means that the oscillator is working well within the current-limited region. The tail current  $I_{VCO}$  in Figure 8 was set slightly lower than the maximum value to  $80 \mu\text{A}$ . The emitter followers that implement the first buffering stage each have a current  $I_{em}$  of  $40 \mu\text{A}$ .

Dissipation of the VCO can be lowered even further by lowering  $VCC$  at the expense of a slightly reduced tuning range. The tuning design FOM,

<sup>13</sup>When calculating  $R_p = 2Q_{max}\omega_{osc}L = 2 \cdot 17.3 \cdot 2\pi \cdot 10^9 \cdot 29.8 \cdot 10^{-9}$ .

<sup>14</sup>Calculated as  $\pi/2 \cdot 100 \mu\text{A} \cdot 3.6 \text{ k}\Omega$ .

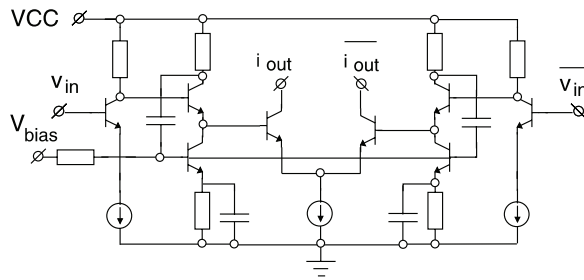


Figure 9: Circuit diagram of the output buffer.

$FOM_{tuning-LC}$  (see (10)) comes to 110% for the nominal frequency specification in Table 4, taking for  $C_{par}$  only the parasitic inductor capacitance of 150 fF, for  $C_{max} = 7 \cdot 240\text{fF}$  and finally for  $C_{min} = C_{max}/1.7$ . Since 100% (or 0 dB) indicates that the specification is exactly met, we have some tuning range margin. However, if we assume 10% spread on the center frequency,  $FOM_{tuning-LC}$  drops below 100% and calculates to 75%. In this particular design we can employ laser trimming to compensate for process spread. For a production VCO, the tuning design FOM clearly shows us that we would have to use a varactor with a larger capacitance ratio or alternatively implement band-switching or oscillator-switching.

An open-collector output buffer is implemented, in cascade with the VCO and emitter followers, delivering -30 dBm in 50  $\Omega$ . Figure 9 shows the schematic of the differential buffer. Without special measures in the output buffer, a multi-oscillation<sup>15</sup> would occur according to simulations. In this VCO design, one of the two simultaneous oscillations was introduced by loading of the VCO core due to the buffer. This resulted in a severely distorted VCO output signal. The feedback in the second stage of the buffer in 9 substantially reduces the loading on the VCO circuitry, and eliminates the multi-oscillation phenomenon. The total dissipation of the output buffer is 7.2 mW.

### 5-C Experimental results

A micrograph of the monolithic SOA LC oscillator is shown in Figure 10. The two inductors occupy a dominant part of the 1940  $\mu\text{m} \times 1280 \mu\text{m}$  active chip area. On the left two output buffers can be seen. One extra (stand-alone) buffer was used to verify the buffer characteristics.

Frequency and  $\mathcal{L}(f_m)$  measurements were performed using an HP8562E spectrum analyzer with pre-amplifier, are presented in Figure 11. The measured tuning range is 668 MHz to 830 MHz when

<sup>15</sup>More than one oscillation simultaneous.

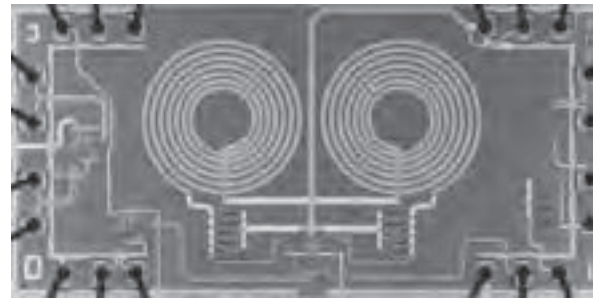


Figure 10: Micrograph of the LC oscillator.

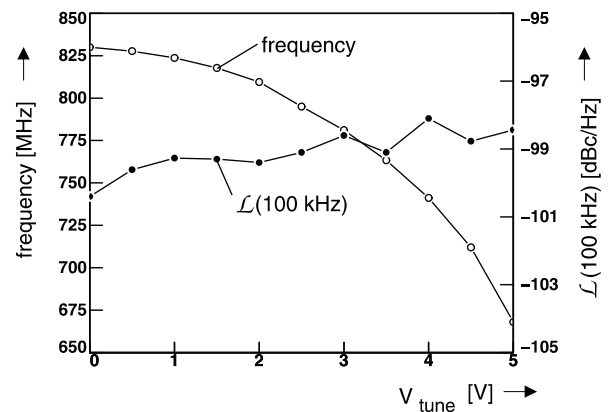


Figure 11: Frequency and  $\mathcal{L}(100 \text{ kHz})$  versus  $V_{tune}$ .

$V_{tune}$  is varied from 5 to 0 volt, which is more than 21%. Phase noise measurements are also plotted in Figure 11. Laser trimming is needed to change the measured center frequency of 750 MHz to the specified 870 MHz center frequency. For the tuning voltage range from 5 to 0 volt,  $\mathcal{L}(100 \text{ kHz})$  varies between -98.1 and -100.4 dBc/Hz. The power spectrum of the oscillator with  $V_{tune}$  equal to 0 V is shown in Figure 12.

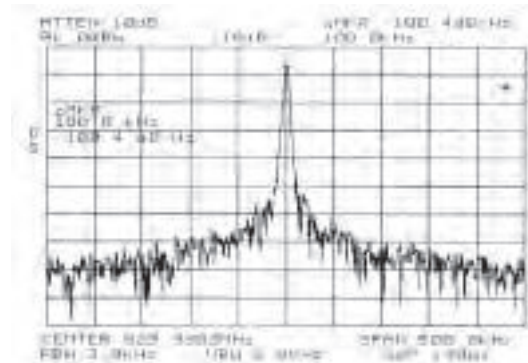


Figure 12: Power spectrum of the SOA oscillator.

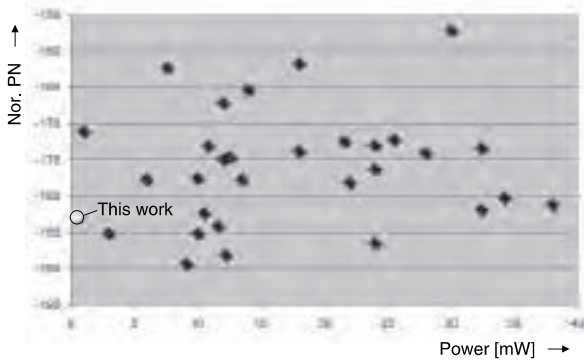


Figure 13: The benchmark FOM  $N_{or} - P_N$  versus power dissipation. All LC oscillators from Appendix A with a power dissipation below 40 mW are listed.

#### 5-D Benchmarking

The FOM normalized phase noise (Nor-PN) was introduced in (14). Instead of plotting  $FOM_{N_{or}-P_N}$  versus frequency, as was done in Figure 6,  $FOM_{N_{or}-P_N}$  is plotted versus power dissipation in Figure 13 for the LC oscillators in Appendix A. Benchmark- $FOM_{N_{or}-P_N}$  for the SOA LC oscillator amounts to -182.8 dBc/Hz, with  $\mathcal{L}(100 \text{ kHz}) = -100.4 \text{ dBc/Hz}$ , a carrier frequency of 830 MHz and a VCO core dissipation of 0.4 mW. As shown in Figure 13 the SOA LC oscillator described in this section uses the least amount of power and ranks seventh according to benchmark FOM  $N_{or} - P_N$  in the top ten of the plotted oscillators. In this top ten, most oscillators were published after the publication of this work [39].

The benchmark FOM  $LC - ODE$  of this SOA LC oscillator is around -14 dB, which is similar to the average encountered ODEs as we have seen in Figure 7, but also indicates that there is even room for improvement.

## 6 Conclusions

Design of low-power LC oscillators is an important aspect of wireless transceiver front-end design. As wireless standards like Bluetooth and IEEE 802.15.4 and novel visions for the future like the ambient intelligent home with lots of transceivers call for very low-power oscillators with a good stability, resonator-based oscillator design and optimization will remain a “hot” topic for the coming years. The oscillator stability expressed in  $\mathcal{L}(f_m)$  is not only correlated to the power dissipation but the required tuning range also has a large impact on the design decisions of the oscillator designer. The concepts of design FOMs and benchmark FOMs have been discussed and were illustrated with ex-

amples, which greatly assist the designer in making important design decision such as topology choice and tuning method. Five tuning methods for LC oscillators have been discussed and compared. In addition, their influence on  $\mathcal{L}(f_m)$  is discussed. Passive tuning methods such as varactor tuning, band switching and oscillator switching, or combinations are the best methods to achieve maximum  $\mathcal{L}(f_m)$  in a certain technology, given a certain power budget. Active tuning solutions and phase shift tuning can yield a reasonable  $\mathcal{L}(f_m)$ , but only for small tuning ranges. Effective quality factors have been defined to quantify the effects on  $\mathcal{L}(f_m)$  for these two methods. A low power monolithic LC oscillator has been realized and described using SOA technology. Its tuning characteristic of the VCO starts at 668 MHz and extends to 830 MHz, thus achieving 21.6% tuning range. Using only 0.4 mW for the VCO core, carrier to noise ratios ranging from 98.1 to 100.4 dBc/Hz at 100 kHz offset are achieved.

## 7 Acknowledgments

The author thanks Dieter Kasperkovitz and Arthur van Roermund for fruitful and inspiring discussions. Philips Semiconductors is acknowledged for IC processing. Former colleagues and management of Philips Research are thanked for five inspiring years (1995-2000) which laid the foundation of the author’s thesis work.

## References

- [1] J.D. van der Tang, *High-Frequency Oscillator Design for Integrated Transceivers*, Ph.D. thesis, Eindhoven University of Technology, 2002.
- [2] C. S. Vaucher, *Architectures for RF frequency synthesizers*, Ph.D. thesis, University of Technology Twente, 2001.
- [3] E. Aarts and R. Roovers, “IC design challenges for ambient intelligence,” in *Design, Automation and Test in Europe Conference and Exhibition*, 2003, pp. 2-7.
- [4] A. Hajimiri *et al.*, “A General Theory of Phase Noise in Electrical oscillators,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 2, pp. 179-194, Feb. 1998.
- [5] A. Hajimiri *et al.*, “Corrections to “A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators”,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 6, June 1998.

- [6] A. Hajimiri and T. H. Lee, *Low Noise Oscillators*, Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [7] J. J. Rael and A. A. Abidi, "Physical Processes of Phase Noise in Differential LC Oscillators," in *IEEE Custom Integrated Circuits Conf. (CICC)*, 2000, pp. 569–572.
- [8] Q. Huang, "Phase Noise to Carrier Ratio in LC oscillators," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 47, no. 7, pp. 965–980, July 2000.
- [9] D. B. Leeson, "A simple model of feedback oscillator noise spectrum," *Proceedings of the IEEE*, pp. 329–330, Feb. 1966.
- [10] D. Ham and A. Hajimiri, "Concepts and Methods in Optimization of Integrated LC VCOs," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 36, no. 6, pp. 896–909, June 2001.
- [11] A. Porret *et al.*, "Design of High-Q Varactors for Low-Power Wireless Applications Using a Standard CMOS Process," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 3, pp. 337–345, Mar. 2000.
- [12] J. van der Tang and S. Hahn, "A Monolithic 0.4 mW SOA LC Voltage-Controlled Oscillator," in *European Solid-State Circuits Conf. (ESSCIRC)*, 1999, pp. 150–153.
- [13] T. Soorapanth *et al.*, "Analysis and Optimization of Accumulation-Mode Varactor for RF ICs," in *Symposium on VLSI Circuits*, 1998, pp. 32–33.
- [14] J. Maget, M. Tiebout and R. Kraus, "Influence of the MOS Varactor Gate Doping on the Performance of a 2.7GHz-4GHz LC-VCO in Standard Digital 0.12 $\mu$ m CMOS Technology," in *European Solid-State Circuits Conf. (ESSCIRC)*, 2002, pp. 491–494.
- [15] A. Kral *et al.*, "RF-CMOS Oscillators with Switched Tuning," in *IEEE Custom Integrated Circuits Conf. (CICC)*, 1998, pp. 555–558.
- [16] J. van der Tang, D. Kasperkovitz, H. Rumpt, and A. van Roermund, "A Cost-Effective Multi-band LC Oscillator for Low-IF FM Radio Receivers," in *European Solid-State Circuits Conf. (ESSCIRC)*, 2002, pp. 819–822.
- [17] E. Hegazi *et al.*, "A Filtering Technique to Lower Oscillator Phase Noise," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 2001, pp. 364–365.
- [18] N. Sneed, "A 2-GHz CMOS LC-Tuned VCO using Switched-Capacitors to Compensate for Bond Wire Inductance Variation," M.S. thesis, University of California, Berkeley, Dec. 2000.
- [19] A. Jayaraman *et al.*, "A Fully Integrated Broadband Direct-Conversion Receiver for DBS Applications," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 2000, pp. 140–141.
- [20] W. Chen and J. Wu, "A 2-V 2-GHz BJT Variable Frequency Oscillator," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 9, pp. 1406–1410, Sept. 1998.
- [21] J. van der Tang and D. Kasperkovitz, "Low Phase Noise Reference Oscillator with Integrated PMOS Varactors for Digital Satellite Receivers," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 8, pp. 1238–1243, Aug. 2000.
- [22] Q. Huang *et al.*, "Design and Implementation of a CMOS VXCO for FM Stereo Decoders," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 23, no. 3, pp. 784–793, June 1988.
- [23] A. Thanachayanont and A. Payne, "CMOS floating active inductor and its application to bandpass filter and oscillator designs," *IEE Proc. Circuits, Devices and Systems*, vol. 147, no. 1, pp. 42–48, Feb. 2000.
- [24] M. Gröezing *et al.*, "A 2.5 V CMOS Differential Active Inductor with Tunable L and Q For Frequencies up to 5 GHz," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, 2001, pp. 271–274.
- [25] J. van der Tang, P. van de Ven, D. Kasperkovitz, and A. van Roermund, "Analysis and Design of an Optimally Coupled 5 GHz Quadrature LC Oscillator," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 5, pp. 657–661, May 2002.
- [26] A. L. Coban *et al.*, "A Highly-Tunable 12 GHz Quadrature LC-VCO in SiGe BiCMOS process," in *Symposium on VLSI Circuits*, 2001, pp. 119–120.
- [27] J. van der Tang and A. van Roermund, "A 5.3 GHz Phase shift Tuned I/Q LC Oscillator with 1.1 GHz Tuning Range," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, 2003.
- [28] P. van de Ven *et al.*, "An Optimally Coupled 5 GHz Quadrature LC Oscillator," in *Symposium on VLSI Circuits*, 2001, pp. 115–118.



- [29] A. Wagemans *et al.*, "A 3.5 mW 2.5 GHz Diversity Receiver and a 1.2 mW 3.6 GHz VCO in Silicon-On-Anything," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 1998, pp. 250–251.
- [30] P. G. M. Baltus *et al.*, "A 3.5 mW, 2.5 GHz Diversity Receiver and a 1.2 mW, 3.6 GHz VCO in Silicon on Anything," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 12, pp. 2074–2075, Dec. 1998.
- [31] J. Plouchart *et al.*, "Fully-Monolithic 3V SiGe Differential Voltage-Controlled Oscillators for 5GHz and 17GHz Wireless Applications," in *European Solid-State Circuits Conf. (ESSCIRC)*, 1998, pp. 332–335.
- [32] J. van der Tang and D. Kasperkovitz, "Oscillator Design Efficiency: A New Figure of Merit for Oscillator Benchmarking," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2000, vol. II, pp. 533–536.
- [33] R. Aparicio and A. Hajimiri, "A CMOS Differential Noise-Shifting Colpitts VCO," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 2002, pp. 288–289.
- [34] J. Kucera and B. Klepser, "3.6 GHz VCOs for multi-band GSM transceivers," in *European Solid-State Circuits Conf. (ESSCIRC)*, 2001.
- [35] H. Wang, "A 9.8GHz Back-Gate Tuned VCO in 0.35um CMOS," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 1999, pp. 406–407.
- [36] N. M. Nguyen and R. G. Meyer, "A 1.8 GHz Monolithic LC Voltage-Controlled Oscillator," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 1992, pp. 158–159.
- [37] N. Nguyen, *Monolithic microwave oscillators and amplifiers*, Ph.D. thesis, University of California, 1991.
- [38] J. van der Tang and S. Hahn, "A Monolithic 0.4 mW SOA LC Voltage-Controlled Oscillator," in *European Solid-State Circuits Conf. (ESSCIRC)*, 1999, pp. 150–153.
- [39] J. van der Tang and S. Hahn, "A Monolithic 0.4 mW SOA LC Voltage-Controlled Oscillator," in *European Solid-State Circuits Conf. (ESSCIRC)*, 1999, pp. 150–153.
- [40] M. Soyuer *et al.*, "A 3V 4GHz nMOS Voltage-Controlled Oscillator with Integrated Resonator," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 1996, pp. 394–395.
- [41] B. Jansen *et al.*, "Silicon Bipolar VCO Family for 1.1 to 2.2GHz with Fully-Integrated Tank and Tuning Circuits," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 1997, pp. 392–393.
- [42] P. Kinget, "A Fully Integrated 2.7V 0.35um CMOS VCO for 5 GHz Wireless Applications," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 1998, pp. 226–227.
- [43] M. Zannoth *et al.*, "A Fully Integrated VCO at 2 GHz," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 1998, pp. 224–225.
- [44] T. Lui, "A 6.5 GHz Monolithic CMOS Voltage-Controlled Oscillator," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 1999, pp. 404–405.
- [45] L. Dauphinee *et al.*, "A Balanced 1.5 GHz Voltage Controlled Oscillator with an Integrated LC Resonator," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 1997, pp. 390–391.
- [46] J. Lin, "An Integrated Low-Phase-Noise Voltage Controlled Oscillator for Base Station Applications," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 2000, pp. 432–433.
- [47] J. Craninckx and M. Steyaert, "A CMOS 1.8 GHz Low-Phase-Noise Voltage-Controlled Oscillator with Prescaler," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 1995, pp. 266–267.
- [48] B. Razavi, "A 1.8GHz CMOS Voltage-Controlled Oscillator," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 1997, pp. 388–389.
- [49] M. Soyuer *et al.*, "A 2.4-GHz Silicon Bipolar Oscillator with Integrated Resonator," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 31, no. 2, pp. 268–270, Feb. 1996.
- [50] J. Craninckx and M. S. J. Steyaert, "A 1.8-GHz Low-Phase-Noise CMOS VCO Using Optimized Hollow Spiral Inductors," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 5, pp. 736–744, May 1997.
- [51] A. Kral *et al.*, "RF-CMOS Oscillators with Switched Tuning," in *IEEE Custom Integrated Circuits Conf. (CICC)*, 1998, pp. 555–558.
- [52] A. Hajimiri and T. Lee, "Design Issues in CMOS Differential LC Oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 5, pp. 717–724, May 1999.

- [53] F. Herzel *et al.*, "Phase Noise in a Differential CMOS Voltage-Controlled Oscillator for RF Applications," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II*, vol. 47, no. 1, pp. 11–15, Jan. 2000.
- [54] T. Ahrens and T. Lee, "A 1.4-GHz 3-mW CMOS LC Low Phase Noise VCO Using Tapped Bond Wire Inductances," in *International Symposium on Low-Power Electronics and Design*, 1998, pp. 16–19.
- [55] M. Soyuer *et al.*, "An 11-GHz 3-V siGe Voltage Controlled Oscillator with Integrated Resonator," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 9, pp. 1451–1454, Sept. 1997.
- [56] F. Svelto *et al.*, "A 1.3GHz CMOS VCO with 28% frequency tuning," in *IEEE Custom Integrated Circuits Conf. (CICC)*, 1999, pp. 645–648.
- [57] J. J. Kucera, "Wideband BiCMOS VCO for GSM/UMTS Direct Conversion Receivers," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 2001, pp. 374–375.
- [58] P. Andreani, "A Comparison between Two 1.8GHz CMOS VCOs Tuned by Different Varactors," in *European Solid-State Circuits Conf. (ESSCIRC)*, 1998, pp. 380–383.
- [59] B. de Muer *et al.*, "A 2-GHz Low-Phase-Noise Integrated LC-VCO set with Flicker-Noise Upconversion Minimization," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 7, pp. 1034–1038, July 2000.
- [60] C. R. C. De Ranter and M. Steyaert, "A 0.25 $\mu$ m CMOS 17GHz VCO," in *IEEE International Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 2001, pp. 370–371.
- [61] B. De Muer *et al.*, "A 1.8 GHz highly-tunable low-phase-noise CMOS VCO," in *IEEE Custom Integrated Circuits Conf. (CICC)*, 2000, pp. 585–588.
- [62] M. A. T. Sanduleanu and J. P. Frambach, "1 GHz Tuning Range, Low Phase Noise, LC Oscillator with Replica Biasing Common-Mode Control and Quadrature Outputs," in *European Solid-State Circuits Conf. (ESSCIRC)*, 2001.
- [63] J. van der Tang and D. Kasperkovitz, "Low Phase Noise Reference Oscillator with Integrated PMOS Varactors for Digital Satellite Receivers," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 8, pp. 1238–1243, Aug. 2000.

## A Performance overview of LC oscillator designs

Open literature provides an abundance of interesting integrated LC oscillators ranging from low performance to the state of the art. A number of LC oscillator designs and their key performance parameters are gathered and listed below in Table 5. Blank positions indicate that a particular performance figure for this oscillator was not reported. Some tabulated performance figures are self-explanatory, except perhaps for the following:

- TR, tuning range in percentage.
- $P_{DC}$ , Power dissipation of LC oscillator core (without buffers).
- $V_{DC}$ , Supply voltage of LC oscillator core.
- $Q_p$ , unloaded quality factor of total LC resonator, or only of the inductor(s) if the varactor quality factor is not reported.
- $\mathcal{L}(2\text{MHz})$ ,  $\mathcal{L}(f_m)$  extrapolated to  $f_m = 2$  MHz.
- Tech., stands for technology: B (bipolar), BC (BiCMOS), C (CMOS), SG (SiGe Bipolar) or S (Silicon-on-Anything). The number indicates the  $f_T$  in case of B, BC, SG or S technology (e.g. B30 means a bipolar technology with a 30 GHz  $f_T$ ). For CMOS technology the minimum channel length is given (e.g. C018 means a 0.18 $\mu$ m process).

Ref.	$f_{osc}$ GHz	TR %	$\mathcal{L}(f_m)$ dBc/Hz	$f_m$ MHz	$P_{DC}$ mW	$V_{DC}$ V	$Q_p$	$\mathcal{L}(2\text{MHz})$ dBc/Hz	Tech.
[30]	3.6	0.7	-106	2	1	3.6	13.4	-106	S9
[31]	6	15	-116	1	22	3	7.5	-122	SG45
[40]	4	9	-106	1	12	3	3	-112	C0.5 <sup>16</sup>
[41]	1.55	13	-102	0.1	21.6	2.7	7.6	-128	B15
[42]	4.7	4.3	-110	1	10.8	2.7	2.4	-116	C035
[43]	2	7.5	-136	4.7	32.4	2.7	3.3	-128.6	B25
[35]	9.8	3	-115	1	11.6	2.7	3	-121	C035
[44] <sup>17</sup>	6.29	16.8	-98.4	1	18	1.5	4	-104.4	C035
[45]	1.5	10	-105	0.1	28	3.6	5	-131	BC11
[36] <sup>18</sup>	1.8	11.4	-88	0.1	70	5	5	-114	BC10
[46]	1.5	4.7	-129	0.6	38	1.9	7.1	-139	BC35
[47] <sup>19</sup>	1.8	4.5	-85	0.01	24	3		-131	C07
[48]	1.8	6.7	-100	0.5	7.6	3.3		-112	C06
[49]	2.4		-92	0.1	54	3.6	9.3	-118	BC12
[50]	1.8	14	-116	0.6	6	1.5	4.8	-126.4	C07
[51] <sup>20</sup>	1.84	26	-101	0.1	25.5	3	2.9	-127	C06
[52]	1.8		-125.7	0.6	48	3	7.5	-136.2	C025
[10]	2.03	26	-117	0.6	10	2.5		-127.5	C035 <sup>21</sup>
[53]	1.9	13.2	-100	0.1	12.5	2.5		-126	C025
[54] <sup>22</sup>	1.4	17	-107	0.1	3	3		-133	C05
[55]	11	5	-106	1	24	3	5	-112	SG45
[56]	1.3	28	-119	0.6	12	2	3	-129.5	C035
[20] <sup>23</sup>	2	30	-86	0.1	30	2		-112	BC12
[57] <sup>24</sup>	2	38	-128.5	0.6	12.2	2.7		-139	BC25
[58] <sup>25</sup>	1.8	15.6	-130	2	13.5	2.7		-130	C08
[59]	2	11	-125.1	0.6	34.2	1.8	11	-135.6	C065
[17] <sup>26</sup>	1	15	-148.5	3	9.1	2.5	10	-145	C <sup>27</sup>
[60]	17	8.6	-108	1	10.5	1.4		-114	C025
[61]	1.8	28	-127.5	0.6	32.4	1.8	8.7	-138	C025
[34]	3.6	19.4	-145	3	24	3	5	-141.5	C025
[62]	2.5	40	-128	3	18	3.3	17	-124.5	BC30
[33] <sup>28</sup>	2.12	30.5	-138.2	3	10	2.5	6	-135	C035
[39]	0.83	21.6	-100.4	0.1	0.4	5	10.4	-126.4	S9
[63] <sup>29</sup>	0.310	30	-87	0.01	14	3.5		-133	B11

Table 5: Single-phase LC oscillator designs and their key parameters.

<sup>16</sup>BiCMOS ( $f_T = 12$  GHz) but only CMOS is used.

<sup>17</sup>I/Q LC oscillator but the two outputs are summed.

<sup>18</sup>Uses two LC tuned circuits with different resonance frequencies.

<sup>19</sup>Utilizes bond-wires and an enhanced LC tank.

<sup>20</sup>Switched tuning; different oscillators or capacitors are switched.

<sup>21</sup>BiCMOS but only CMOS is used.

<sup>22</sup>Uses tapped bond-wire inductances.

<sup>23</sup>The varactor is an (active) variable-impedance converter. Bond-wire inductors.

<sup>24</sup>Two-band oscillator (one band-switch). Bond-wire inductors.

<sup>25</sup>MOS varactors, and bond-wire inductors.

<sup>26</sup>Tail current noise is filtered. It also uses a switched binary weighted capacitor bank.

<sup>27</sup>BiCMOS process but only CMOS is used, minimum channel length not specified.

<sup>28</sup>Differential Colpitts oscillator with switching current source.

<sup>29</sup>External coils, integrated PMOS varactors.

# RF Front End Application and Technology Trends

Pieter W. Hooijmans  
Research Group Integrated Transceivers  
Philips Research Laboratories  
Prof. Holstlaan 4, 5656 AA Eindhoven

## Abstract

*In this paper we discuss the many issues around the system and circuit design of advanced RF front ends for mobile, wireless and consumer RF applications. After an analysis of the application trends, technology choices linked to the different system solutions will be discussed.*

## 1 Introduction

Consumer RF applications are almost as old as electronics itself. From the very beginning, back in the 1920s of the last century, AM radio was one of the first applications that brought electronics to the house. For that period, the radio frequencies used were at the edge of technology. This “rule” has not changed since then, and over the last 80 years we have seen a steady emergence of new consumer applications, making use of the continuous progress of technological innovation, and cost reduction of the available technologies. Examples are, in order of introduction, FM radio (100 MHz), VHF TV (40-300 MHz), UHF TV (470-860 MHz), satellite reception at C-band (4.3 GHz) and Ku-band (11-12 GHz). All these applications are what we call *broadcast*, of either audio or video content. Only recently – i.e. roughly 10 years ago – did different consumer RF applications come up: mobile telephone (at 900 and 1800 MHz), followed by the latest addition to the RF family: wireless LAN and PAN in the 2.4 and 5 GHz bands. This paper will discuss the major trends in both application and technology, while at the same time the relevant requirements with respect to simulation and IC design will be indicated.

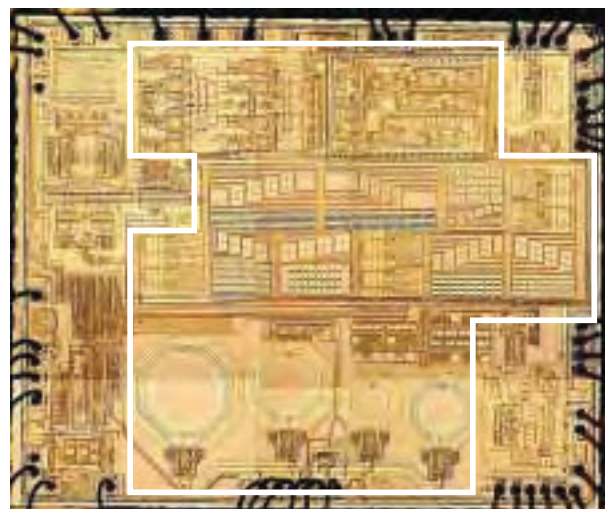
## 2 Consumer RF applications

### RF Broadcasting

Broadcast is still one of the major consumer RF applications. When added together the number of

radios, TVs, tuner-equipped VCR/DVDs and satellite receivers is of the same order as the other major application that will be discussed later: mobile phones. Over the past decades broadcast receivers have steadily become smaller and cheaper, but not at the pace that has been exhibited by e.g. mobile phones. This is caused by one major characteristic, namely analogue modulation formats. It should be remembered that radio and TV have been defined and standardized in the 1920s and 30s. One characteristic of analogue modulation schemes is the very high sensitivity to interference and noise. High quality PAL TV reception, for example, requires 65 dB of signal-to-interference suppression in the 8 MHz video bandwidth. High quality FM reception even requires 90 dB. These type of requirements have for a long time blocked integration. Only recently breakthroughs have been achieved, see Figure 1 [1].

Figure 1. Chip photograph of the Philips TDA8270 fully integrated cable TV tuner IC. The outlined area covers the RF functions that are almost exclusively made up by the large passives for poly-phase filters and VCO tank circuits, being roughly 70% of the chip area. The IC is designed in the QUBIC3 0.35  $\mu$ m 3.5 V BiCMOS process.



## Digital broadcast standards

For roughly 15 years now digital standards have started to replace the old analogue ones. Sometimes this has been successful, e.g. in the case of digital satellite TV. Pushed by the content providers, the old analogue FM satellite systems have in many (but not all!) regions been replaced by QPSK-modulated MPEG2-coded digital video. This has resulted in a substantial increase in the number of received channels per satellite transponder. At this very moment digital satellite radio (SDARDS) is taking off in the US, based on a mixed satellite-terrestrial system of 2.3 GHz QPSK (satellite) and C-OFDM (terrestrial) transmissions [2]. This application is pushed by the high number of advertisement-free good quality channels (>100) in combination with continent-wide coverage.

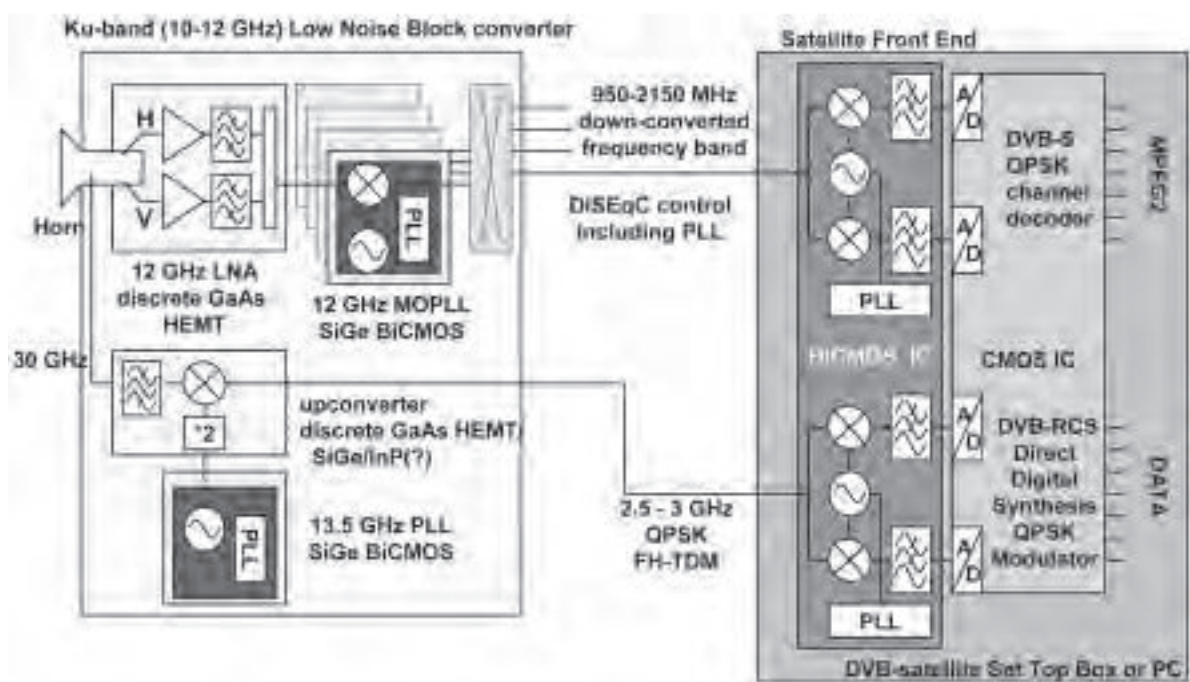
Only digital terrestrial TV has a more difficult time, both in Europe (based on Orthogonal Frequency Division Multiplexing OFDM in the DVB-T standard) and the US (in the 8-VSB based ATSC standard). The exact reasons are complex and differ per country, but are based on a mixture of high costs, competition from e.g. cable-TV, the required infrastructure investments, and occasionally performance issues. Furthermore, in theory, digital reception requires less signal-to-noise ratio (SNR) compared to analogue standards, facilitating cheaper receivers. However, this system margin has largely been eaten at the transmitter

side, where transmitter powers have been reduced by a factor 100 (20 dB). This makes that especially mixed analogue-digital receivers – which will be needed for quite some time, even after the factual introduction of digital terrestrial TV – continue to have severe interference-suppression requirements.

## Two-way interactive systems

One of the characteristics of broadcast systems is their high bandwidth; PAL or NTSC TV system 6-8 MHz, and a satellite channel 28-40 MHz. Compared to the “minimal” bandwidth of especially mobile telephone systems, these values are huge. Over the last decade, after the rise of internet interactive data transfer, people have therefore been exploring the possibilities of broadband internet access using the basic broadcast systems. However, where on the one hand the broadcast systems offer a potentially very broad down-stream channel to a customer, what was lacking was the required return channel. A first system introducing interactive broadband access was the digital cable modem. Down-stream this technology uses a “standard” digitised 6-8 MHz QAM64 TV channel in the VHF or UHF band. Up-stream a new RF channel has been defined usually below the TV-IF frequency, so between roughly 1 and 35 MHz. This re-use of “old” TV technology for digital internet has in turn boosted the need for more highly integrated TV tuners, see again Figure 1. As a next step

Figure 2. Block diagram of bi-directional satellite transceiver system, with reception at the 12 GHz Ku-band and up-stream transmission at 30 GHz.



interactive satellite systems are now starting up, with the return transmission from user to satellite in the 29.5-30 GHz band (see Figure 2). Finally also terrestrial TV will most probably become interactive.

### Mobile Telephone

Whereas the trends in broadcasting as described above have been mainly evolutionary, the introduction of the mobile telephone can be defined without exaggeration as revolutionary. Within one decade, between roughly the years 1990 and 2000, this application emerged from a very small scale semi-professional niche, to an almost omni-present service with a number of users which is today equal to 18% of the world population. Critical success factors of the current mobile phone systems were digital modulation, and a standard that had been defined to make maximal use of the available (integration) technology. Initial systems used the 900 MHz band, but due to a shortage of bandwidth new systems in the 1800-2000 MHz range were rapidly created, like DCS1800, PCS1900, TDMA/IS-54/IS-136 and CDMA/IS-95. Right after the high volume ramp up of mobile phone, pressure built up on total integration (mainly for size reduction) and low power design (in order to extend the battery life time). This has made mobile telecom *the* leading application in these areas, and will probably continue to do so.

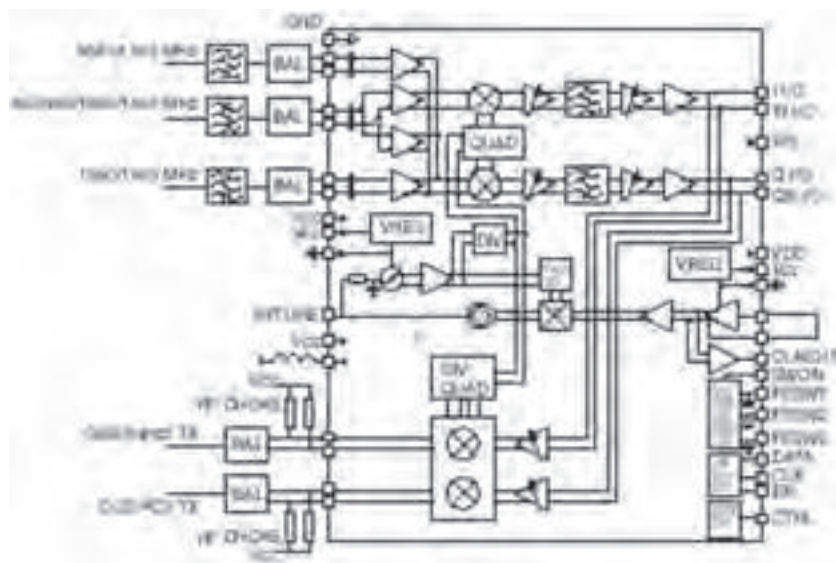
At this moment one of the major drivers for further innovation in mobile front ends is the need for

multi-band reception. Modern mobile phones therefore use quad-band front ends (see Figure 3), capable to receive GSM at 850 and 900 MHz, DCS (1800 MHz) and PCS (USA, 1900 MHz). Most of these systems use Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK) modulation, which means that the linearity requirements for especially the power amplifier are not excessive.

### 3G

The next big step in mobile phone should become 3G, or third generation. The need for this standard was again pushed by the emerging internet. In contrast to broadcast systems, mobile systems are inherently interactive, however, they lack the bandwidth that broadcast offers. 3G standards were therefore primarily pushing for higher bandwidth, especially in the downstream channel. On the sideline, operators also targeted higher spectral efficiency, to increase the number of users. As a result most 3G standards that are allowed under the global Universal Mobile Telephone System (UMTS) standard use Coded Division Multiple Access (CDMA) coding and modulation schemes, or modifications like TD-SCDMA in China and Wideband-CDMA in Japan. Since these 3G systems should offer principally identical transmission characteristics (range, in-house reception) as the current standards, moves to higher frequency bands were technically not allowed. Using frequency bands above 3 GHz would seriously degrade in-house reception, and most 3G systems therefore still operate around the 2 GHz. The non-constant

Figure 3. Philips UAA3537 quad band GSM-DCS-PCS, GPRS and Edge transceiver block diagram. This IC is made in QUBIC4 0.25  $\mu$ m 2.7 V BiCMOS technology with an  $f_T$  of 40 GHz. It uses a near zero-IF architecture for direct down conversion, a direct up-conversion transmitter concept and a fractional-N PLL



envelope nature of CDMA signals, and the necessity to transmit and receive at the same time (full duplex) put severe requirements on the transceiver design for signal handling (linearity) and power consumption.

The main issue with 3G (in whatever form) is the huge deployment costs. Compared to the current 2G systems, 3G base stations are completely different, while a substantially higher number is required. The roll-out of 3G is therefore going to take quite some time. Additionally there is a parallel path, where current 2G systems are upgraded to so-called 2.5G levels, like the General Packet Radio System (GPRS) and GSM-Edge. These systems offer medium bandwidth packetized data traffic at speeds close to those targeted by 3G. Especially GSM-Edge, which uses more of the 8 available GSM time slots as well as phase modulation instead of simple GMSK to increase the throughput per user, puts higher constraints on low power and high linearity transceiver design.

### Cordless phone

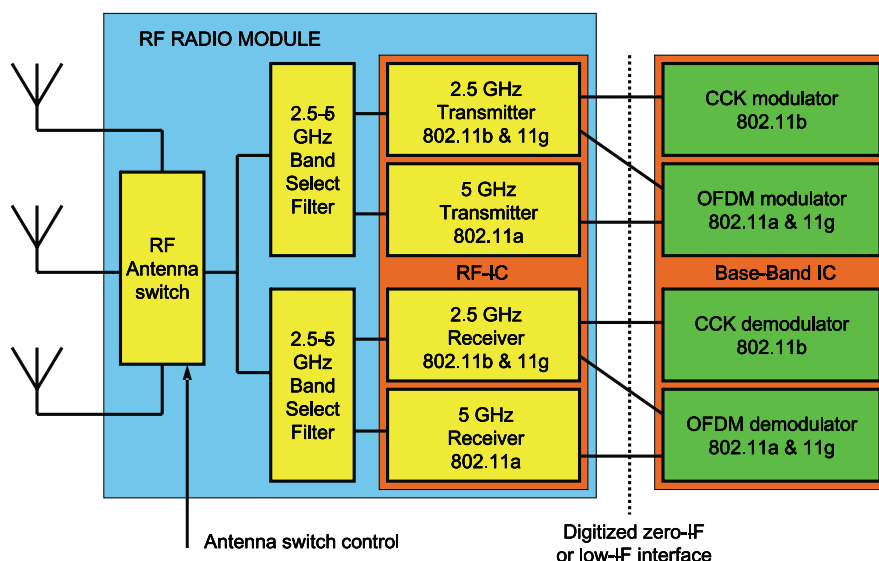
In the slipstream of especially the success story of GSM, another standard has emerged: DECT cordless phone. Operating at 1.9 GHz, it uses again GMSK modulation. Lower output powers of typically 10-50 mW give it a range of at least 100 m, more than sufficient for in-house and office use. Especially in Europe and Asia DECT has established itself as a very successful cordless telephone system, with a continuously increasing penetration grade. Due to its stable position and reserved frequency band, DECT has also become a

test ground for advanced transceiver features such as antenna diversity, which enhance reception quality.

### Wireless LAN and PAN

Riding on the waves of success of both mobile phone (mobility) and the internet (interactive access), the need for *portable* broadband internet access emerged, to connect portable devices like laptops and PDAs to fixed stations and/or computer networks. Wireless Local Area Networks (WLAN) are currently the main driver of these applications. The creation of WLAN standards was driven out of the PC-world, quite different from the much more time-consuming standardization process in consumer and mobile telecom worlds. Dedicated frequency bands were consequently not reserved, forcing the WLAN systems to operate in the 2.4-2.5 GHz ISM-band (for Industrial, Scientific, Medical Band, a non-licensed frequency band for multiple applications that only have to comply to requirements on emitted power spectral density in W/Hz). At this moment the IEEE 802.11 cluster of standards is dominant for WLAN, with the 2.4 GHz 802.11b being the most widely used version. It uses Complementary Code Keying (CCK), which is a modulation scheme using QPSK with a specific mapping of the bits onto symbols. As next steps, both to be introduced this year, the more advanced OFDM modulation scheme will be used by 802.11a in the 5.1-5.8 GHz band and 802.11g again in the 2.4-2.5 GHz band. The 802.11a standard rides on the back of the previously defined HiperLAN/2 WLAN standard, and thus profits for a large part from reserved frequency

Figure 4. Typical block diagram of a multi-band Wireless LAN transceiver for IEEE 802.11 b, g and a, using switched antenna diversity and dual-band antennas.



bands between 5.1 and 5.3 GHz, but also uses the 5.8 GHz ISM band. WLAN standards are predominantly driven by an increase in (effective) bit rate, with gross bit rates of 11 Mb/s for 802.11b, 22 and 54 Mb/s for 11g and 54 Mb/s for 802.11a. In the coming years multi-band wireless transceivers will appear that can use all three a, b and g sub-standards (see Figure 4). These higher bit rates are achieved through the combination of OFDM with higher order modulation schemes per carrier, so far up to 64QAM. However, it should be noted that multi-path propagation in typical non-line of sight wireless environments, in combination with these complex modulation schemes, leads to a high sensitivity to bad channel conditions. Effectively this makes the wireless link switching back to lower order modulation schemes (from 64QAM to 16QAM, 8QAM or ultimately QPSK), and consequently to a reduction of net bit rate. Also the range of WLAN links can in practice be much lower than the quoted 30-50 meters. The quest for really broadband and robust wireless links, where the targets are 100 or more Mb/s, is therefore not over, and will lead to many new WLAN versions in the coming years. In this context multiple-input multiple output (MIMO) systems with more antennas on both the transmit and receive side and the use of advanced diversity schemes and space-time codes is seen as a promising technology.

### Wireless Personal Area Networks

As a next step to WLAN, wireless systems with much shorter range and level of performance have been defined. These so-called Personal Area Networks, or WPAN, can be seen as wireless replacements of short cables, e.g. those connecting a mobile phone to a laptop PC, the mobile phone to an ear phone or the PC to a printer. Bluetooth was one of the first and most widely known WPAN standards, and is currently starting to be deployed in large numbers. Again, Bluetooth is operating in the 2.4 GHz band, using a combination of frequency hopping and GFSK modulation. Its bandwidth is much lower at roughly 750 kb/s and the maximum range is in the order of 10 m. With the introduction of Bluetooth, a new and important issue with WLAN/PLAN systems came to the foreground: co-existence (in the ideal case) or mutual interference (in practice). This is related to the unlicensed nature of the ISM bands. Assuming a very low cost price, the potential markets for WPAN systems like Bluetooth are very large.

In the meantime new WPAN standards are also emerging. As a first, Zigbee (or IEEE 802.15.4) has been defined, paring lower cost to higher range compared to Bluetooth. Again, Zigbee operates in the 2.4 GHz ISM band, thus further complicating the interoperability issue.

### Ultra Wide Band WPAN Systems

To circumvent the limitations of narrow band systems, confined to ISM bands with the aforementioned interoperability problems and a limited bandwidth, an alternative family of WPAN systems is in the definition process. Ultra Wide Band (UWB) systems are based on a completely different concept, transmitting very broadband signals between 3 and 10 GHz at very low power density levels. By using this enormous bandwidth, potentially high throughputs can be realized of up to 200 and more Mb/s. However, due to the required low transmission power the link budget is very limited, and the range therefore confined to only 10 meters or less, making them effectively WPANs. UWB systems are currently being proposed for standardization under IEEE802.15.3, and will probably be the next step to higher bit rates at short distances.

## 3 RF Application trends

### Higher Bandwidth at higher Frequencies

Summarizing the trends in the RF consumer applications from section 2, one of the dominant drives is the need for higher bandwidth. This is fuelled by the combined developments of increased internet use, the growing size of files being used (e.g. for games), and the increased bandwidth of wired connections, either in the home, office or in the back-bone network. Examples of these wired references are USB2, Firewire (IEEE 1394), and Gigabit Ethernet, which all offer bit rates between 200 to 1000 Mb/s. There is thus a generic drive to higher bandwidth in all wired connections, which leads to an identical drive in wireless RF systems.

At the same time, as mentioned in multiple cases, existing systems and standards are hampered by the limited bandwidth available at the currently allocated frequency bands. Increasing the bandwidth for one user always goes at the expense of bandwidth of other users. A generic increase in throughput/user can thus only be realized by using integrally more frequency bandwidth. Bandwidth that can only be found at higher frequencies, say above the current 5 GHz WLAN band. The coming years will thus see the rapid emergence of



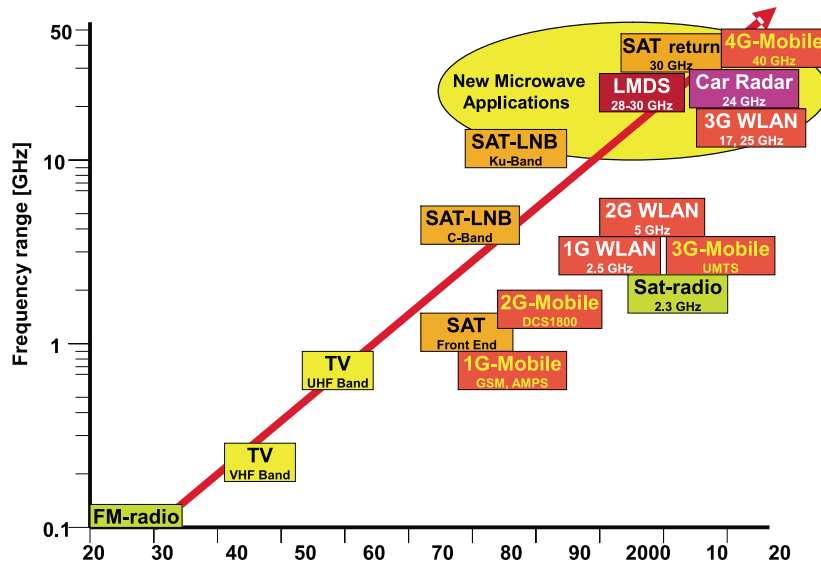


Figure 5. Historical trend and emerging consumer RF applications, illustrating the move into the 10-30 GHz microwave domain.

new broadband RF standards in the microwave frequency domain between 5 and 30 GHz, see Figure 5. These bands are for large parts still unexplored and offer enormous bandwidth compared to the current systems often confined to bands of at most 100 MHz. Examples of these new standards are:

- WLAN/PAN systems at the reserved frequency bands of 17 GHz (Europe, US?) and 23 GHz (Japan)
- Wireless Metropolitan Area Networks (WMAN), the backbone of LANs, where a substantial number of bands have been reserved at 10.5, 25, 26, 31, 38 and 39 GHz under IEEE 802.16 [3].
- Broadband broadcasting like the Local Microwave Distribution System (LMDS) around 28, 29 and 31 GHz [4].
- Interactive satellite systems, with broadband downstream at Ka band (20 GHz) and upstream at 30 GHz [5].

Higher frequencies mean that the critical dimensions of relevant parasitic elements shrink; small lay-out elements that could be ignored so far become non-negligible and influence circuit performance. Examples are interconnect, contact areas and holes, bond pads, etc. Accurate modelling and back-annotation of these ever smaller lay-out elements becomes very important, as will accurate

electro-magnetic (EM) modelling of RF on-chip structures like coils and interconnect.

### Integration and low cost

Due to the high-volume nature of consumer products, cost reduction has always been a major driver. This in turn has been supported by the development of RF integration technologies, especially those based on bipolar transistors. However, this did not happen by itself, since a substantial margin is required between the theoretical maximum technology frequency  $f_t$  and the design frequency<sup>1</sup>. A good rule of thumb for high quality RF design states:

$$f_{\text{design}} < f_t / 5 \quad \text{is at the edge}$$

$$f_{\text{design}} < f_t / 10 \quad \text{for robust design.}$$

Since the beginning of the 1980s, when the first > 5 GHz  $f_t$  RF silicon IC technologies became available that supported such applications as FM radio tuners, bipolar technology has steadily been improving. In the 90s advanced BiCMOS technologies, combining high performance RF bipolar transistors and dense CMOS for additional digital processing, have boosted the development of highly integrated mobile telecom RF transceiver front ends. Still, all first generation mobile transceiver front ends were based on the classical heterodyne architecture, where the receiver selectivity is realized using external narrow-band high-qua-

1 The  $f_t$  of a transistor defines the (extrapolated) frequency where the voltage gain has reduced to 1, and is determined by the transconductance  $g_m$  and the base-emitter capacitance  $C_{be}$  (for bipolar transistors) or  $C_{gs}$  (for MOS transistors):  
 $f_t = g_m / 2\pi C_{be}$ .

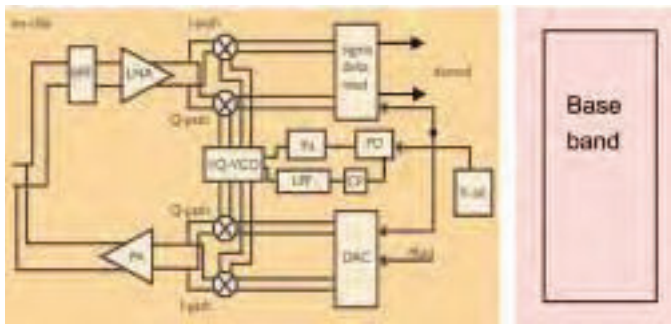


Figure 6. Typical (near) zero-IF front end as used in most Wireless LAN/PAN applications.

lity discrete intermediate frequency (IF) filters. The continuous pressure on size reduction in mobile phones however has led to the introduction of even more integrated front ends, using architectures like zero-IF or near zero-IF. In these concepts the conversion of the wanted channel from its RF carrier frequency to base band is done in one step, thus avoiding the expensive and bulky intermediate frequency filters mentioned above. Modern zero-IF transceivers are thus literally fully integrated, from the RF input to the base band or low-IF (a few MHz or less) output, including the voltage controlled oscillator (VCO) tank circuit and the phase-locked loop (PLL) loop filter. The same architectures are now also used for WLAN and WPAN systems (see Figure 6).

Although, in general, integration and lowest cost have been synonymous for many years, one of the problems of today's transceiver design is that this rule is no longer automatically true. Especially the integration of high quality passives, and/or the combination of RF and digital functionality on a single chip have serious cost repercussions, to be discussed in more detail later.

### Digitisation

The third major trend in RF transceivers is digitisation. Pushed by the steady development of successive generations of CMOS technology, processing power has become so high that complex analogue functions like demodulation can be performed in the digital domain. Over the years the analogue-to-digital converter (ADC) in receivers has thus moved slowly towards the antenna. However, it won't easily move all that way! It can be shown that the power consumption of an N-bit ADC is proportional to its dynamic range and bandwidth BW according:

$$P_{ADC} \propto 2^N \cdot 2 \cdot BW$$

Where  $2 \cdot BW$  is the sample rate of the ADC. Without filtering and some form of gain control in front of the ADC both the required dynamic range (the number of bits N) and the bandwidth will become very high. As an example, an ADC directly behind the antenna of a 900 MHz GSM receiver would require  $N=18$  for 100 dB SNR and a sample rate of 1 GHz, leading to a 36 Gbit/s ADC and a power consumption in today's technology 1000 times higher than existing low-IF ADCs that consume around 10-15 mW. In other words, at a power of 10-100 W, taking into account the imperfections! Yet despite these "limitations" the ADC has moved forward, and today hardly any receiver function is not partly digitised.

Digitisation has also pushed the development of new modulation standards, like OFDM and CDMA, formats that only exist in the digital domain and have no analogue counterpart. These type of formats are intrinsically of a stochastic nature, making their time domain signals much less predictable. These modulation schemes lead to signals having non-constant envelopes. Depending upon the number of users in a CDMA system, or the number of sub-carriers in an OFDM system (tens to hundreds), the possible spread of the time domain amplitude can be huge. The Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) of OFDM signals can easily be as high as 10 dB, putting severe requirements on the accurate simulation of transceiver performance both at circuit and system level.

Joint analogue (RF) and digital architecture optimisation of the complete front end chain, with the critical mixed-signal ADC in between, is today the major challenge in RF front end design.

### Low power

Linked to the rise of the mobile phone market, low power consumption of the total electronics has become extremely important for mobile and portable applications. In order to obtain really low power functions, measures should be taken from the very first stages of concept definition, covering all levels of the design: architecture, circuit and process technology. In contrast to purely digital electronics, which profit from the inherent power reduction of successive CMOS technology generations, RF power reduction is more difficult to obtain. RF power consumption is fundamentally

linked to the required dynamic range of the received signals, and successive generations of RF IC technology, therefore, give only limited power consumption reductions. In this context it is also worth noting that the continuous power supply voltage reduction of modern bipolar and CMOS technologies to 1.0-1.2 V does *not* support lower power consumption. The lower voltages in deep sub-micron CMOS make it harder to reach the same dynamic range, at the expense of disproportionately higher currents and power. For the coming years 1.8 V therefore seems to be the optimum supply voltage for RF-CMOS design.

#### 4 Technology choices

After the overviews of sections 2 and 3, the requirements on the RF technologies to be used are now rather straightforward. They should:

- A. support high performance RF design at the designated frequency band of the application;
- B. support maximum integration, and have minimal external RF application;
- C. provide maximum digitisation, supporting further cost and power reduction in next generations CMOS;
- D. provide integrally lowest cost;
- E. provide integrally the lowest possible power consumption.

In the following sections several technology options and combinations will be analysed.

#### Bipolar or BiCMOS

For 99% of today's commercial RF front ends, bipolar technology – or usually BiCMOS – is the technology of choice. It offers high performance at low power, and in many cases can benefit from additional high quality RF passives like matched resistors, high density capacitors and high quality inductors. Using the rule of thumb from section 3.2,

*Figure 7. Modern self-aligned SiGe heterojunction bipolar transistor (HBT) in 0.18 um technology. The contacts are from left to right Base-Emitter-Base-Collector, and typical contact size is 1 um. Two base contacts are used to reduce the series resistance in the base contact. (courtesy Philips Research Leuven).*



all mobile and wireless applications in the 1.5-2.5 GHz range can use technologies with an  $f_t$  of at least 25 GHz. Indeed, most of the mentioned applications today use so-called double-poly bipolar technologies, with state-of-the-art  $f_t$  between 30 and 40 GHz. For higher frequencies, the first being the 5 GHz WLAN band, better technology is required in the form of silicon-germanium (SiGe) bipolar transistors. Through the addition of Ge to the base of the transistor  $f_t$ -values have been boosted today to 70-90 GHz [6], facilitating design up to roughly 10-12 GHz, see also Figure 7. Next generations SiGeC will further push the limits to 150-200 GHz transistors, and support applications deep into the microwave domain as predicted in section 3.1.

BiCMOS has basically only one weakness: the associated CMOS technology is usually not equivalent to what state-of-the-art digital CMOS can offer. So where digital CMOS is today 0.12 um, with 90 nm technology coming soon, most BiCMOS technologies today use 0.25 or at best 0.18 um CMOS. This makes full scale integration of digital base band functions in BiCMOS comparatively expensive. Today 99% of the RF transceiver solutions therefore consist of a separate BiCMOS RF front end and a CMOS back end IC.

#### RF-CMOS for RF-SoC

An alternative to the classical two-chip solutions, as discussed above, is RF System-on-a-Chip (SoC). Assuming that the digital back end is the largest in size, this part of the system has to determine the technology that offers integrally the lowest price: CMOS. For an RF-SoC the RF part must consequently make use of the same technology, so these solutions are universally referred to as RF-CMOS. The R&D challenge of the last 5 years has therefore been to integrate RF functionality in standard (!) digital CMOS technology, see Figure 7.

Making RF functionality in CMOS has been demonstrated by now [7, 8, 9], although primarily for medium performance applications like WPAN (Bluetooth) and WLAN. For RF design CMOS is a fairly hostile environment. Apart from the intrinsically high  $f_t$  of the transistor and the availability of complementary N- and P-MOS devices, all other conditions are much worse than in bipolar design. For example, the gain of MOS transistors is much lower, the very low-ohmic substrate is bad for cross talk and high quality embedded coils, and good

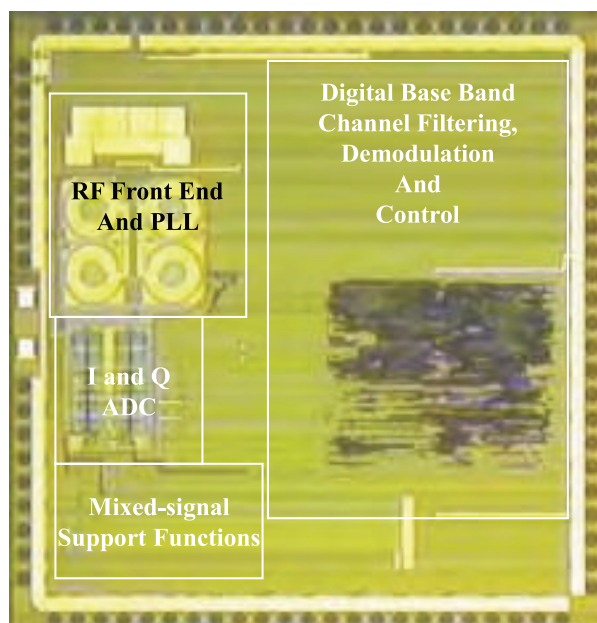
passives (matched resistors, high density capacitors, varicaps) are not available. This makes the design rather basic, and in practice the RF circuits are kept as simple and small as possible. Modelling of the RF performance of the basic MOS transistor is also critical, and a real prerequisite for effective design [10].

Yet, despite the fact that RF-CMOS design can be done, RF-SoC is still not the mainstream of RF design. A few nasty issues cause the hesitation towards single chip transceivers, which are discussed below.

### Digital cross-talk

By definition a RF-SoC will have all analogue and digital functions on a single die, see Figure 8. The RF input is usually characterized by its required sensitivity or Noise Figure (NF), while also the integrated VCO tuning line is extremely sensitive to noise or interference which can generate phase noise. At the same time a substantial amount of digital circuitry is active on the chip, usually generating a broad band frequency noise spectrum with additionally discrete clock frequency peaks. Due to the low-ohmic substrate the digital noise and disturbance signals are almost freely distributed across the total substrate. Since the ground plane is not “dead” and critical signal points are asymmetrical to ground, this potentially generates highly

Figure 8. Typical RF-CMOS single chip device in 0.18  $\mu\text{m}$  technology, in this case for the Bluetooth WLAN application. The majority of the RF area (left above) is coming from the 4 circular VCO tuning coils, as well as the PLL loop filter (the square blocks on top).



unwanted cross-talk to the RF front end. New technology options like triple wells can improve the separation between larger blocks on a single chip, but come at a price and are not the final solution. Cross-talk therefore remains a critical design criterion that has to be tackled at system level! Good CAD tools that are able to effectively simulate these effects will be important, and should take technology options into account.

### Flows and Scaling

One of the major misunderstandings about RF-CMOS is that its design methodology would be (almost) identical to digital CMOS design. This is not true! Apart from the technology, RF-CMOS design is completely identical to bipolar RF design. CAD flows, modelling requirements and library generation are therefore not different, and demand the same level of attention. Also circuit level re-use of blocks, a basic characteristic of digital ASIC design, is not different from BiCMOS re-use (and in other words still minimal). Establishing a framework for RF-CMOS flows and libraries is therefore a major investment, that costs capacity and consumes time. This in turn means that RF-CMOS design usually lags behind the digital design in the same technology node. By the time RF designs are really ready and tuned, from a digital perspective the technology node has already been replaced by the next one. This makes cost price discussions on RF-CMOS one-chip products usually very difficult, since in many cases the digital block is “too expensive” compared to a separate state-of-the-art chip. Only a top level re-use policy based on the proper multi-oxide CMOS technologies can solve this issue.

One final issue related to scaling is the size of the RF block. In practice this is determined for 70% or more by the passives: e.g. RF coils, RF capacitors and the PLL loop filter capacitors, see again Figure 8. Moving to the next CMOS technology node does not influence the value of these passives, which will consequently hardly shrink. Due to current-density requirements (necessary for the RF dynamic range) the same is more or less true for the actual circuits. In other words: the RF block does not shrink with technology and becomes 1.5-2 times more expensive with every technology step.

### Multi-Technology Solutions

From section 4.1 and 4.2 one conclusion is clear: a limit has been reached that slows down further

integration into a single technology. So both BiCMOS (very good RF transistors, very good RF passives, relatively old CMOS) and RF-CMOS (state-of-the-art digital CMOS, medium performance RF, hardly any passives) have reached a point where further inclusion of technology options makes them prohibitively expensive. Alternative solutions for system optimisation, higher levels of integration, and cost reductions are therefore required. These types of solution are referred to as System-in-Package or SiP, and include new packaging and module technologies.

### RF Modules

A major issue in RF is the application. Irrespective of the standard, in almost all cases some application circuitry is required between the antenna and the transceiver IC. Examples are band pass filters, transmit-receive switches and baluns for unbalanced-to-balanced signal conversion. These functions are very critical, and a bad application can completely ruin the performance of an intrinsically good IC. In the receive path, each dB resistive loss in these elements will immediately degrade the receiver noise figure by the same amount. In the transmit path, any resistive loss will lower the effectively transmitted power. The external RF application therefore needs to be of high quality, with minimal losses. Especially for higher frequencies (roughly 2.5 GHz and above) this application can in most cases not be left to the average customer, and should be an integral part of the solution offered. RF modules are the classical solution to this problem, and consequently have a dominant

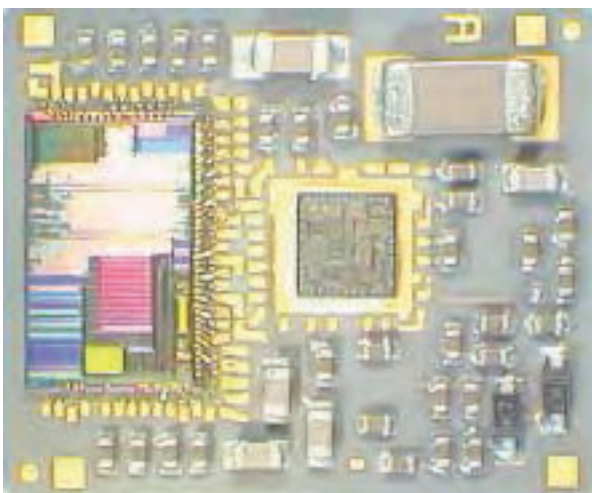
position in demanding RF applications. The best known examples are power amplifiers (PA) for mobile phones, which will further integrate by the step-wise inclusion of such functions as T/R-switches, baluns and eventually complete RF front ends. Other examples are Bluetooth radio modules (see Figure 9) and TV tuners. Especially in the coming years, when application frequencies will move into the microwave domain as predicted in section 3.1, RF modules will be a prerequisite for high performance RF applications.

### Multi-chip Package

An alternative path towards further integration by combining different technologies is multi-chip packaging (MCP). As a first step different chips can be mounted within the same IC package, a technology now widely in use (although primarily for non-RF applications like one-chip TV). In principle there are few limitations to the combinations of ICs in a MCP, nor to the number of chips as long as the package is big enough. So, by combining a BiCMOS RF chip and its CMOS base band chip in an MCP, a customer will get the same single package as e.g. a one-chip RF-CMOS solution. Which solution is better and/or cheaper is often difficult to predict, and is dependent on many practical implementation issues.

The drawback of simple MCPs is that they only contain active dies, which do not solve the application problems as indicated in the previous sub-section. There are therefore also developments to include passives into MCPs, either through the addition of substrates, or e.g. through chip-on-chip mounting of such functions as filters or switches. In the future RF-MEMS are also supposed to play a role in this scenario.

*Figure 9. Philips BGB201 Bluetooth RF Module with a 0.25  $\mu\text{m}$  BiCMOS RF transceiver chip (centre) and 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS base band chip (left). The other components are mostly ceramic capacitors, plus two diodes. Size of the total module is 9.5 x 11.5 x 1.8 mm.*



## 5 Conclusions

The overall story on RF integration and applications is rather complex. There are applications that are still pushing for total integration, especially in the broadcast domain like TV, where the extremely high performance requirements are the main challenge. In mobile and wireless applications the basic transceiver functions have become almost fully integrated and highly digitised, but here the pressure is on total integration including the external application, size and cost reduction. This is the battle field of many competing technology options like RF modules, RF-CMOS and MCP systems in a package, each with their strengths and weaknesses.

And finally there is a new group of microwave domain applications, where the main challenge will be for quite some time to achieve the basic required RF performance and solve the complex application problems. In this field RF modules will remain dominant.

For the majority of the demanding RF applications BiCMOS will remain the technology of choice, simply through its optimal price-performance characteristics. Rapid digitization means that most transceiver solutions will continue to be formed from two different ICs in different technologies. At the same time customers increasingly ask for single-package solutions. The coming years will therefore probably show an explosion of hybrid packaging and mounting technologies like MCPs and modules in all kind of forms. It will take some time before the real winner in this will emerge. At the same time RF-CMOS, as the only viable single-chip solution, will continue to play its role, predominantly in medium performance applications like WLAN and WPAN.

The design challenge of all this is to keep control at system level of these increasingly hybrid technology solutions, with their equally complex modulation schemes. On the one hand each technology will have its own design flow, but for total system simulation and integration they have to be connected at top and circuit level. Assuming that real-time simulation of these RF digital transceivers remains impossible, some form of behavioural modelling has to be introduced to link the lower level block simulations to the system level. At the same time however, performance aspects at technology level will assume a growing importance, e.g. EM simulation, interconnect, package modelling and (substrate) cross talk. Most of these issues require dedicated tools, which also have to be integrated into the flows. The back annotation loops will become nested and much more complex. Keeping this total array of complex tools functional, with the right interoperability and interfacing, will be a major challenge for the CAD community. However, without such an environment (RF) designers of the future will not be able to design the complex, high frequency systems that are being defined today.

In closing, the challenges for RF IC design are clear. On the one hand RF designers should integrate system and circuit level design, using RF technolo-

gies selected from a broadening array of options, in order to achieve maximum RF performance at continuously increasing application frequencies. At the same time the requirements on power consumption, cost and chip area reduction ask for careful optimization of the analogue-digital interface.

## 6. Acknowledgments

I would like to thank all members of the research group Integrated Transceivers, since they have provided the results to support this story, and have participated in the many stimulating discussions to develop this vision.

## 7. References

- [1] J. van Sinderen, F. Seneschal, E.F. Stikvoort, F. Mounaim, M. Notten, H. Brekelmans, N. Crand, F. Singh, M. Bernard, V. Fillatre, A.M.H. Tombeur, *Wide-Band Cable TV Tuner IC with integrated RF and IF Selectivity*, proceedings ISSCC 2003, San Fransisco.
- [2] The web sites of the two current system providers in the US are <http://www.sirius-radio.com> and [http://www.xmradio.com/how\\_it\\_works/introduction.html](http://www.xmradio.com/how_it_works/introduction.html)
- [3] See e.g. <http://wirelessman.org/pub/background.html>
- [4] See e.g. <http://www.lmdswireless.com/>
- [5] In Europe the DVB-RCS standard is promoted by the SatLabs special interest group of ESA, see e.g. <http://telecom.esa.int/telecom/www/area/index.cfm?fareaid=30>
- [6] P. Deixler, C. Colclaser, P. Barre, J.C.J. Paaschens, H. Veenstra, E. van der Heijden, J.J.T.M. Donkers, J.W. Slotboom, *QUBIC4G: A  $f/f_{max}=70/100$ GHz 0.25 $\mu$ m Low Power SiGe-BiCMOS Production Technology with High Quality Passives for 12.5Gb/s Optical Networking and Emerging Wireless Applications up to 20GHz*, IEEE/BCTM Conference, Monterey 2002.
- [7] D. Leenaerts, C. Dijkmans, M. Thompson, *A 0.18  $\mu$ m CMOS 2.4 GHz low-power quadrature VCO with 15% tuning range*, IEEE RF-IC Symposium 2002, Seattle.
- [8] D. Leenaerts, C. Vaucher, H.J. Bergveld, M. Thompson, K. Moore, *A 15mW fully integrated I/Q-synthesizer for Bluetooth in 0.18  $\mu$ m CMOS*, ESSCIRC 2002, Florence.
- [9] R.C.H. van de Beek, C.S. Vaucher, D.M.W. Leenaerts, N. Pavlovic, K. Mistry, E.A.M.

Klumperink, B. Nauta, *A 2.5-to-10 GHz SONET-compliant Clock Multiplier Unit in a 0.18um CMOS Technology*, proceedings ISSCC 2003, San Fransisco.

[10]See for descriptions of the Mextram 504 model e.g. [http://www.semiconductors.philips.com/Philips\\_Models/bipolar/mextram/index.html](http://www.semiconductors.philips.com/Philips_Models/bipolar/mextram/index.html) and for the description of MOS Model 11 [http://www.semiconductors.philips.com/Philips\\_Models/mos\\_models/model11/index.html](http://www.semiconductors.philips.com/Philips_Models/mos_models/model11/index.html)

## 8 Biography

Pieter Hooijmans studeerde Elektrotechniek aan de TU Delft, waar hij zijn MSc (1984) haalde. Van 1985 tot 1993 werkte hij op het Philips Natlab aan optische transmissiesystemen, op welk onderwerp hij in 1993 cum laude promoveerde in Delft, en een boek publiceerde "Coherent Optical System Design". In deze periode verkreeg hij 8 patenten en publiceerde meer dan 20 artikelen. Van 1993 tot 1996 was hij hoofd ontwikkeling van de Business Unit Tuners in Krefeld (Dld) en van 1996 tot 1998 het zelfde in Singapore. Sinds 1998 is hij hoofd van de research groep Integrated Transceivers op het Natlab, die zich bezig houdt met RF systeem en IC design. Vanaf 1 april 2003 is hij overstapt naar Philips Semiconductors in de rol van RF Programme Manager voor de wereldwijde communicatie RF activiteiten.



# Analoge polyfasefilters

Eduard Stikvoort  
Philips Research Laboratorium Eindhoven

## Samenvatting

Analoge polyfasefilters worden gebruikt in geïntegreerde ontvangers voor draadloze en mobiele telefonie, draadloze datacommunicatie enz. Met deze filters is het mogelijk positieve en negatieve frekwenties te onderscheiden. Dit artikel belicht het polyfasesignaal en enkele eigenschappen van polyfasefilters. Naast de gebruikelijke vormen wordt aandacht besteed aan een polyfase filtersektie die één complexe pool en indien gewenst één complex nulpunt geeft. Met een cascade kan elk polyfasefilter worden gerealiseerd. Voorts wordt ingegaan op passieve RC polyfasefilters en de gevolgen van spreiding van de elementwaarden op de onderdrukking van de inverse van de doorlaatfrequentie.

## Abstract

Analogue polyphase filters are used in integrated receivers for wireless and mobile telephony, Blue Tooth, wireless LAN etc. The filters enable the discrimination of positive and negative frequencies. This article deals with the polyphase signal and some properties of polyphase filters. The more conventional design techniques are given as well as a polyphase filter section that allows the implementation of a single pole and optionally a zero. After that, the article discusses passive polyphase filters and the effects of element spread on the attenuation of the inverse of the pass-band frequency.

## 1. Inleiding

Analoge polyfase filters worden de laatste jaren steeds meer toegepast in geïntegreerde ontvangers. We moeten dan denken aan IC's voor ontvangst van FM radio, draadloze en mobiele telefoon (DECT, GSM), Blue Tooth enz. Philips werkt op het moment van schrijven aan een IC voor televisieontvangst waarbij de kanaalselectiviteit grotendeels met een polyfasefilter tot stand komt. De eerste publikaties over polyfasefilters [1]-[2] behandelen de vervanging van banddoorlaatfilters

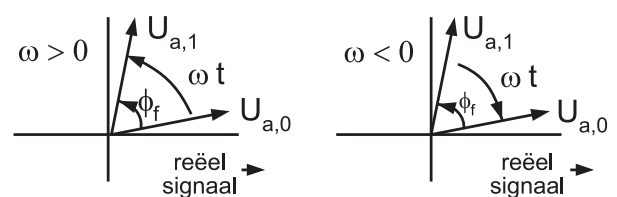
door enkele parallel opererende identieke laagdoorlaatfilters m.b.v. modulatietechnieken. Later heeft men koppelingen tussen de verschillende filters aangebracht.

Een essentieel verschil tussen een konventioneel filter en een polyfasefilter is de verwerking van negatieve frekwenties. Positieve frekwenties kunnen worden doorgelaten terwijl negatieve worden onderdrukt. In dit artikel komt dat aan de orde in deel 3, nadat we in deel 2 ingaan op negatieve frekwenties en het polyfasesignaal. Deel 4 gaat over de frekwentieverhuizing van een konventioneel filter. De directe implementatie van een polyfasefilter met RC-actieve circuits wordt besproken in deel 5. Deel 6 behandelt passieve RC polyfasefilters [3], [4].

## 2. Het polyfasesignaal

Een analog polyfasesignaal bestaat uit een aantal in fase verschoven versies (fases) van hetzelfde signaal. We hebben die fases nodig om onderscheid te maken tussen positieve en negatieve frekwenties. Figuur 1 toont het wijzerdiagram van polyfasesignaal  $U_a$  met de fases  $U_{a,0}$  en  $U_{a,1}$ . De hoekfrequentie is  $\omega$ ,  $t$  de tijd. De reële signalen, die van de oscilloscoop, komen overeen met de projecties van de wijzers op de reële as. De hoek tussen de fases is  $\phi_f$ . Is de frekwentie positief (linker figuur) dan loopt  $U_{a,1}$  de hoek  $\phi_f$  voor op  $U_{a,0}$ . Is  $\omega < 0$ , dan loopt  $U_{a,1}$  de hoek  $\phi_f$  achter op  $U_{a,0}$ . Het teken van de frekwentie van het polyfasesignaal hangt af van het voor- of najlen van de ene fase t.o.v. de andere en berust daarmee op de afspraak wat fase 0 en wat fase 1 is. Als we de twee fases onderling verwisselen, dan

Fig. 1. Bij afspraak loopt  $U_{a,1}$  voor als  $\omega > 0$  (links), en loopt  $U_{a,0}$  voor als  $\omega < 0$  (rechts).





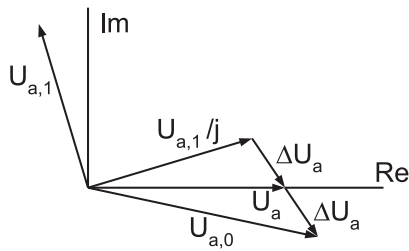


Fig.2. Afwijkingen in het polyfasesignaal.

verandert voorijlen in naijlen en wisselt het teken van de frekwentie. Verder is duidelijk dat we minimaal twee fasen nodig hebben, met een verschilhoek  $\phi_f$  ongelijk aan  $k \cdot 180^\circ$  ( $k = \dots -1, 0, 1, \dots$ ). In dit artikel beperken we ons tot tweefase systemen met een verschilhoek van  $90^\circ$  zodat voor een polyfasesignaal  $U_a$  geldt dat  $U_{a,0} = U_a$  en  $U_{a,1} = jU_a$ . In geval van gebalanseerde signalen ontstaan dan in feite 4 fasen, met fasehoeken van  $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$  en  $270^\circ$ .

Een gegeven paar  $U_{a,0}$  en  $U_{a,1}$  voldoet in het algemeen niet aan  $U_{a,0} = U_a$  en  $U_{a,1} = jU_a$  en we kunnen  $U_{a,0}$  en  $U_{a,1}$  schrijven als de som het en verschil van een waar polyfasesignaal  $U_a$  en een foutsignaal  $\Delta U_a$  met (zie fig.2)

$$\begin{aligned} U_a &= (U_{a,0} + U_{a,1} / j) / 2 \\ \Delta U_a &= (U_{a,0} - U_{a,1} / j) / 2 \end{aligned} \quad (1)$$

Het polyfasesignaal  $U_a$  is het gemiddelde van  $U_{a,0}$  en  $U_{a,1} / j$  en het foutsignaal  $\Delta U_a$  is de helft van het verschil  $U_{a,0} - U_{a,1} / j$ . Uitschrijven van  $U_{a,0}$  en  $U_{a,1}$  in  $U_a$  en  $\Delta U_a$  geeft

$$\begin{aligned} U_{a,0} &= U_a + \Delta U_a \\ U_{a,1} &= jU_a - j\Delta U_a \end{aligned} \quad (2)$$

Vanwege het minteken in de term  $-j\Delta U_a$  gedraagt het foutsignaal  $\Delta U_a$  zich als een frekwentiegeïnverteerd signaal. Het optreden van een foutsignaal geeft daardoor aanleiding tot zogeheten lek ("leakage") van positieve naar negatieve frekwenties en omgekeerd.

Fig.3. Fase splitsend netwerk.

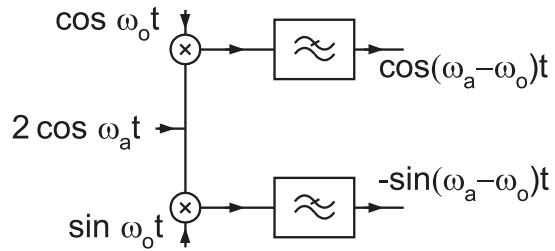
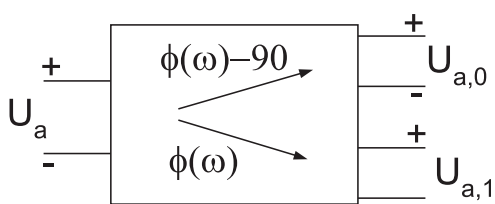


Fig.4. Vermenigvuldigen van een signaal met cosinus en sinus.

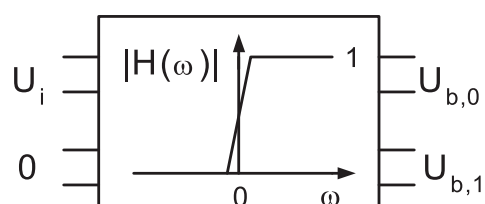
Uitgaande van een konventioneel (éénfase) signaal kunnen we een polyfasesignaal maken met een Hilbert transformator. I.p.v. een Hilbert transformator kunnen we hier volstaan met een fase-draaiend netwerk (fig.3) met twee  $90^\circ$  in fase verschoven uitgangen [5]-[7].

De meest toegepaste manier om een polyfasesignaal te genereren is vermenigvuldiging van het signaal met de  $0^\circ$  en  $90^\circ$  verschoven uitgangen van een oscillator (zie fig.4). De componenten met  $\omega_0 + \omega_a$  worden weggefilterd waarna het gewenste polyfasesignaal overblijft. Is  $\omega_a > \omega_0$  dan heeft het polyfasesignaal een positieve frekwentie, is  $\omega_a < \omega_0$  dan is de frekwentie negatief. Als we gebruik maken van een fase-draaiend netwerk of een Hilbert transformator ontstaat een polyfasesignaal met alleen positieve frekwenties of, als we de fasen verwisselen, alleen negatieve.

Een derde optie [8] is het toepassen van een polyfasesfilter, dat alleen positieve frekwenties doorlaat. In fig.5 is  $U_{a,0} = U_i$  en  $U_{a,1} = 0$ . Met (1) kunnen we dit signaal ontbinden in een polyfasesignaal met  $U_a = U_i / 2$  en een foutsignaal met  $\Delta U_a = U_i / 2$ . Het ingangssignaal heeft een positieve frekwentie, het foutsignaal gedraagt zich als een inverse frekwentie ( $\omega \rightarrow -\omega$ ) signaal dat door het filter wordt onderdrukt. Aan de uitgang verschijnt  $U_{b,0} = U_i / 2$  en  $U_{b,1} = jU_i / 2$ .

Willen we een polyfasesignaal verder verwerken als konventioneel signaal, dan nemen we gewoon  $U_{a,0}$  of  $U_{a,1}$ , eventueel  $U_{a,0} + U_{a,1}$ . Hierdoor vouwt het frekwentiespectrum rond 0 Hz, zodat de negatieve

Fig.5. Generatie van een polyfasesignaal met een positiefdoorlaatfilter.



frekwenties zowel als de positieve verschijnen als positieve frekventies.

### 3. Het analoge polyfasefilter

Een analogo polyfasefilter werkt simultaan op de twee fasen van het signaal. Dit is aangegeven in fig.6 waarin  $U_{a,0}$ ,  $U_{a,1}$  de ingangen en  $U_{b,0}$ ,  $U_{b,1}$  de uitgangen van een 4-poort netwerk zijn. Laat voor de 4-poort gelden dat

$$\begin{pmatrix} U_{b,0} \\ U_{b,1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{a,0} \\ U_{a,1} \end{pmatrix} \quad (3)$$

Opdat de 4-poort een polyfasefilter is, moet een ingaand polyfasesignaal leiden tot een polyfasesignaal aan de uitgang. Dus buiten de polen van een overdracht moet gelden dat

$$\begin{pmatrix} U_b \\ jU_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_a \\ jU_a \end{pmatrix} \quad (4)$$

of dat voor alle waarden van de complexe frekwentievariable  $p$  voldaan is aan

$$H_{11} + jH_{12} = -jH_{21} + H_{22} \quad (5)$$

De overdrachtsfuncties  $H_{ij}$  zijn rationale functies in  $p$  met reële coëfficiënten zodat uit (5) de eis volgt dat

$$\begin{aligned} H_{11} &= H_{22} \\ H_{12} &= -H_{21} \end{aligned} \quad (6)$$

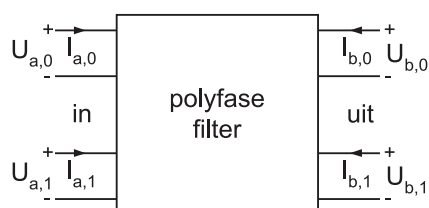
De overdrachtsfunctie  $H_p$  van het polyfasefilter is gegeven met

$$H_p = U_b/U_a = (H_{11} + jH_{12}) \quad (7)$$

De term  $jH_{12}$  laat toe dat  $H_p(p)$  complexe coëfficiënten heeft. Daardoor hoeft  $H_p$  niet te voldoen aan de bekende voorwaarden  $|H(\omega)| = |H(-\omega)|$  en  $\arg\{H(\omega)\} = -\arg\{H(-\omega)\}$  die gelden voor alle gewone netwerkfuncties.

Voor een lijfelijke realisatie van een polyfasefilter zal (6) slechts bij benadering gelden. Om de afwijkingen te berekenen drukken we  $U_{a,0}$  en  $U_{a,1}$  uit in

Fig.6. Polyfasefilter.



$U_a$  en  $\Delta U_a$ , en  $U_{b,0}$  en  $U_{b,1}$  in  $U_b$  en  $\Delta U_b$ . Invullen in (4) geeft

$$\begin{pmatrix} U_b \\ \Delta U_b \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} H_{11} + H_{22} + j(H_{12} - H_{21}) & H_{11} - H_{22} - j(H_{12} + H_{21}) \\ H_{11} - H_{22} + j(H_{12} + H_{21}) & H_{11} + H_{22} + j(H_{12} - H_{21}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_a \\ \Delta U_a \end{pmatrix} \quad (8)$$

De overdracht  $H_p$  van het polyfasefilter is de bijdrage aan  $U_b$  ten gevolge van een ingaand polyfasesignaal  $U_a$  ( $\Delta U_a = 0$ ) zodat

$$H_p = (H_{11} + H_{22})/2 + j(H_{12} - H_{21})/2 \quad (9)$$

De bijdrage aan  $\Delta U_b$  t.g.v. een ingaand polyfasesignaal is gedefinieerd als de "mismatch" functie  $H_m$ . Als  $\Delta U_a = 0$  is  $H_m$  gegeven met

$$H_m = \Delta U_b/U_a = (H_{11} - H_{22})/2 + j(H_{12} + H_{21})/2 \quad (10)$$

Zoals we in deel 2 hebben kunnen zien is de overdracht van een ingaand naar een uitgaand foutsignaal ( $\Delta U_b/\Delta U_a$ ,  $U_a = 0$ ) de frekwentiegeïnverteerde overdracht van het polyfasefilter. Voor de netwerkfuncties  $H_{ij}$  geldt dat  $|H(p)| = |H(p^*)|$  en  $\arg\{H(p)\} = -\arg\{H(p^*)\}$ , zodat de frekwentiegeïnverteerde overdracht gelijk is aan  $H_p^*(p^*)$ . Uit (8) volgt voor  $H^*(p^*)$  dat

$$H_p^*(p^*) = (H_{11} + H_{22})/2 - j(H_{12} - H_{21})/2 \quad (11)$$

De bijdrage aan het uitgaande polyfasesignaal vanwege een ingaand foutsignaal is de overdracht  $U_b/\Delta U_a$  met  $U_a = 0$ . In dat geval geldt

$$\begin{aligned} U_b/\Delta U_a &= (H_{11} - H_{22})/2 - j(H_{12} + H_{21})/2 \\ &= H_m^*(p^*) \end{aligned} \quad (12)$$

waarin  $H_m^*(p^*)$  de frekwentiegeïnverteerde van  $H_m(p)$  is. Uit (12) volgt dat "lekken" van het polyfasesignaal naar een foutsignaal in dezelfde mate optreedt als het "lekken" van een foutsignaal naar het polyfasesignaal.

### 4 Complexe filters

Polyfasefilters maken de implementatie mogelijk van complexe filters, d.w.z. filters met complexe weerstanden, condensatoren enz. We maken hierbij gebruik van gestuurde bronnen. Laat takken  $U_{k,0}$  en  $U_{k,1}$  (fig.7) overeenkomstige takken zijn van de filters voor resp. fase 0 en fase 1. De spanningsgestuurde stroombron parallel aan tak  $k,0$  levert een stroom  $g_k U_{k,1}$  of  $j g_k U_{k,0}$ , wat overeen komt met de stroom door een geleiding ter grootte  $j g_k$ . Aan tak  $U_{k,1}$  staat een stroombron parallel met waarde  $-g_k U_{k,0}$ , wat gelijk is aan  $j g_k U_{k,1}$ .

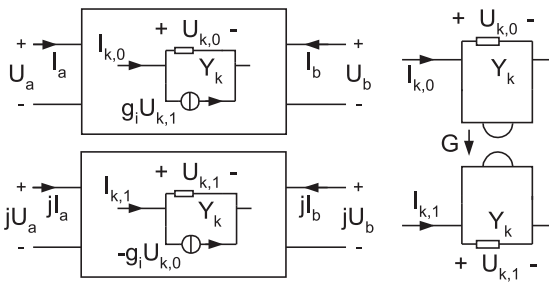


Fig. 7. Realisatie van een imaginaire geleiding parallel aan tak  $k$  (links).  
De twee gestuurde bronnen vormen een gyrator (rechts).

De twee spanningsgestuurde stroombronnen vormen samen een gyrator waaruit we kunnen inzien dat deze realisatie van een imaginaire geleiding geen energie aan het filter onttrekt of toevoegt. Dat geldt eveneens voor de realisatie van een imaginaire serieweerstand m.b.v. een paar stroomgestuurde spanningsbronnen. Met een paar gestuurde bronnen is het ook mogelijk om imaginaire spoelen en condensatoren te implementeren. Ze leveren echter geen wezenlijke bijdrage en worden hier verder niet besproken. Een toepassing van het gebruik van complexe filters is het verschuiven van een filterkarakteristiek over de hoekfrequentie  $\omega_0$  met behulp van de transformatie

$$p: = p - j\omega_0 \quad (13)$$

Met deze transformatie gaat de admittantie  $pC$  van een condensator over in  $pC - j\omega_0 C$  waarin  $-j\omega_0 C$  een frequentieafhankelijke imaginaire geleiding is. Voor een spoel vinden we de impedantie  $pL - j\omega_0 L$  met imaginaire serieweerstand  $-j\omega_0 L$ . Figuur 8 toont als illustratie het schema van een 3<sup>de</sup> orde Butterworth filter en het polyfasefilter dat volgt na frequentieverschuiving, fig.9 geeft het polen en nulpuntenbeeld.

Door de transformatie veranderen de orde van het filter en de groeplooptijdkarakteristiek niet. Nodig zijn de introductie van een polyfasesignaal en twee gekoppelde filters. Bij toepassing van de konventionele banddoorlaat-transformatie verdubbelt de

Fig. 8. Butterworth laagdoorlaat (links) en de frequentieverschoven versie (rechts).

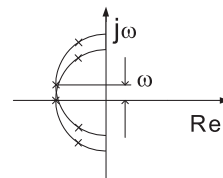
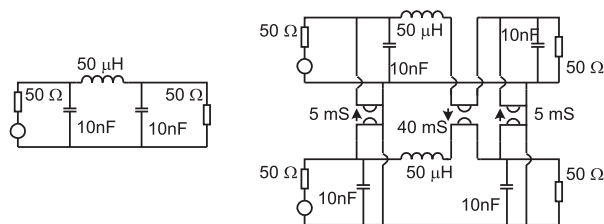


Fig. 9. Polen van het Butterworth filter en de frequentieverschoven versie.

orde van het filter wat eveneens een verdubbeling van het aantal reactieve componenten geeft.

### 5. RC-actieve polyfase filtersectie

Vanuit van een gegeven polen- en nulpuntenbeeld kunnen we direct een RC-actief polyfasefilter realiseren met behulp van een cascade van secties, die elk een enkelvoudige complexe pool en zo nodig een enkelvoudig complex nulpunt bijdragen. Figuur 10 geeft het schema van een RC-actieve sectie die zich goed leent voor de opbouw van een polyfasefilter met diskrete componenten. De negatieve geleidingen dienen alleen voor het minteken van de stroom in het virtuele aardpunt en worden geïmplementeerd m.b.v. een  $-1\times$  versterker. Figuur 11 geeft een uitvoering met gebalanseerde integratoren die geschikt is voor integratie. Negatieve elementen worden hier verkregen door polariteitswisseling.

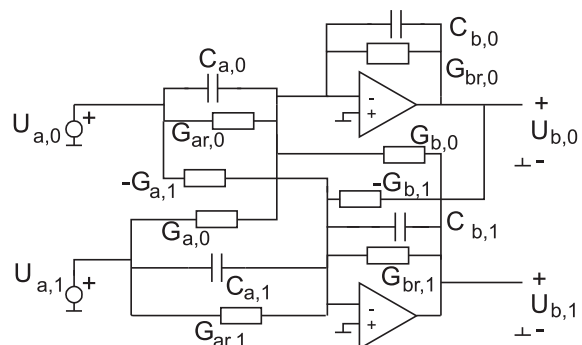
Voor de analyse beginnen we met het ideale geval van de schakeling van fig.10, met  $C_{a,0} = C_{a,1} = C_{a'}$ ,  $C_{b,0} = C_{b,1} = C_{b'}$ ,  $G_{a,0} = G_{a,1} = G_{a'}$ ,  $G_{b,0} = G_{b,1} = G_{b'}$ ,  $G_{ar,0} = G_{ar,1} = G_{ar'}$ ,  $G_{br,0} = G_{br,1} = G_{br'}$ . Voor de ingangsknooppunten van de OPAMPs volgt dan dat

$$(pC_a + G_{ar})U_{a,0} + G_a U_{a,1} + (pC_b + G_{br}) U_{b,0} + G_b U_{b,1} = 0$$

$$(pC_a + G_{ar})U_{a,1} - G_a U_{a,0} + (pC_b + G_{br}) U_{b,1} - G_b U_{b,0} = 0 \quad (13)$$

Indien  $U_{a,0}$  en  $U_{a,1}$  een polyfasesignaal vormen ( $U_{a,0} = U_{a'}$ ,  $U_{a,1} = jU_{a'}$ ) volgt uit (13) dat  $U_{b,1} = jU_{b,0}$  en

Fig. 10. RC-actieve polyfase filtersectie met OPAMPs.



dat de overdracht  $H_p(p)$  gegeven wordt door

$$H(p) = - \frac{(pC_a + G_{ar} + jG_a) (pC_b + G_{br} - jG_b)}{(pC_b + G_{br} + jG_b) (pC_b + G_{br} - jG_b)} \quad (14)$$

De overdrachtsfunctie heeft 2 toegevoegd complexe polen, te weten de gewenste pool op  $p_x = (-G_{br} - jG_b)/C_b$  en één op  $p_x^* = (-G_{br} + jG_b)/C_b$ . Het ontworpen nulpunt is op  $p_o = (-G_{ar} - jG_a)/C_a$ . De pool op  $p_x^*$  wordt tenietgedaan door een tweede nulpunt op  $p_x^*$  wat ontstaat doordat we de schakeling met een polyfasesignaal aansturen. Nemen we b.v.  $U_{a,1} = 0$ , dan volgt uit (13) dat

$$\frac{U_{b,0}}{U_{a,0}} = - \frac{(pC_b + G_{br}) (pC_a + G_{ar}) + G_a G_b}{(pC_b + G_{br} + jG_b) (pC_b + G_{br} - jG_b)} \quad (15)$$

wat de overdracht is van een gewone resonator zonder het nulpunt in  $p_x^*$ . Dat wordt inzichtelijk als we de schakeling van fig.10 herkennen als een klassieke resonator met 2 integratoren en een inverterende trap (hier  $-G_b$ ).

Om het gevolg te bepalen van afwijkende elementwaarden keren we terug naar de schakeling van fig.10. Met een beetje algebra vinden we

$$H_m(p) = - \frac{(pC_{a,0} + G_{ar,0} + jG_{a,0})(pC_{b,1} + G_{br,1} + jG_{b,1}) - (pC_{a,1} + G_{ar,1} + jG_{a,1})(pC_{b,0} + G_{br,0} + jG_{b,0})}{(pC_{b,0} + G_{br,0} - jG_{b,0})(pC_{b,1} + G_{br,1} + jG_{b,1}) + (pC_{b,1} + G_{br,1} - jG_{b,1})(pC_{b,0} + G_{br,0} + jG_{b,0})} \quad (16)$$

Om (16) te vereenvoudigen drukken we overeenkomstige elementen  $E_{k,0}$ ,  $E_{k,1}$  uit in  $E_k$  en  $\Delta E_k$  met

Fig.11. Gebalanseerde polyfasefiltersektie.

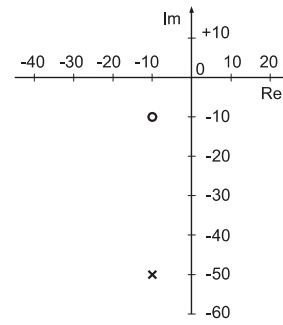
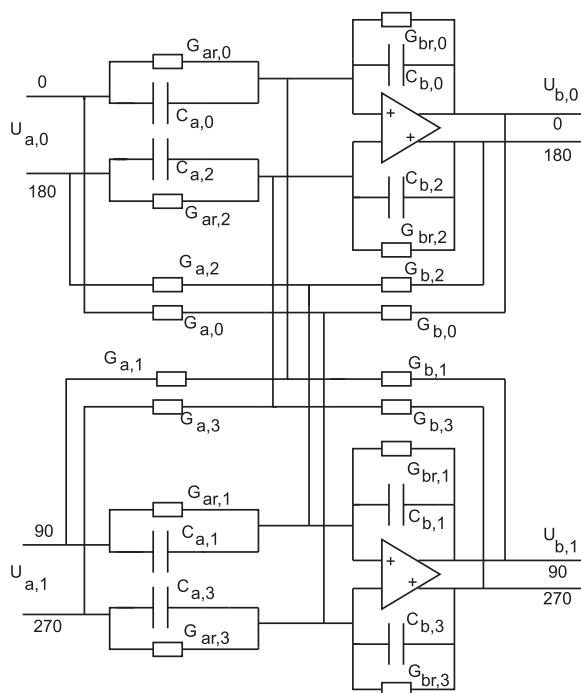


Fig.12. Polen- en nulpuntenbeeld van het voorbeeldfilter, schaal in kHz.

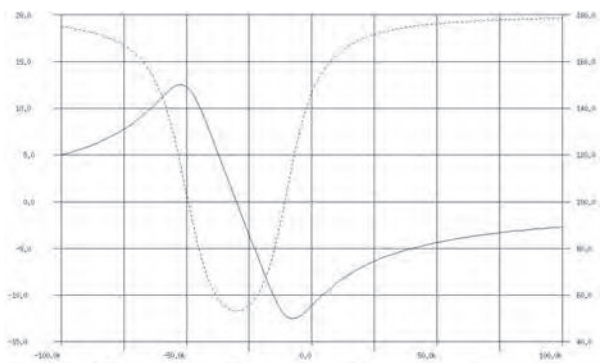
$E_{k,0} = E_k + \Delta E_k$  en  $E_{k,1} = E_k - \Delta E_k$  en nemen we aan dat  $\Delta E_k$  veel kleiner is dan  $E_k$  zodat  $\Delta E_k^2$  mag worden verwaarloosd t.o.v.  $E_k^2$ . Dat geeft als resultaat

$$H_m(p) = \frac{p\Delta C_a + \Delta G_{ar} + j\Delta G_a}{pC_b + G_{br} - jG_b} - \frac{(p\Delta C_b + \Delta G_{br} + j\Delta G_b) (pC_a + G_{ar} + jG_a)}{(pC_b + G_{br} - jG_b) (pC_b + G_{br} + jG_b)} \quad (17)$$

De eerste term van (17) beschrijft de overdracht naar een foutsignaal t.g.v. van elementafwijkingen in het ingangsdeel van de sectie. De pool op  $p_x^*$  komt hier duidelijk naar voren. De tweede term van (17) geeft het gevolg van afwijkingen van de elementen die de poolposities bepalen. Deze laatste term bevat het nulpunt op  $p_o$  en de polen op  $p_x$  en  $p_x^*$ .

Als voorbeeld voor het optreden van de pool op  $p_x^*$  in  $H_m$  nemen we de sectie van fig.10 met  $G_a = G_{ar} = G_{br} = 100$  mS,  $G_b = 500$  mS en  $C_a = C_b = 10/(2p)$  nF, en het polen- en nulpuntenbeeld van fig.12. Figuur 13 geeft een plot van de overdracht, fig.14 geeft de overdracht naar het foutsignaal in de uitgang als  $DG_a = 0.5$  mS en  $DG_{br} = 0.5$  mS. De aanwezigheid van de pool op  $p_x^*$  in  $|H_m(f)|$  is duidelijk zichtbaar.

Fig.13. PSTAR simulaties van  $|H(f)|$  in dB (links), en  $\arg(H(f))$  in graden (rechts), horizontaal de frequentie in kHz.



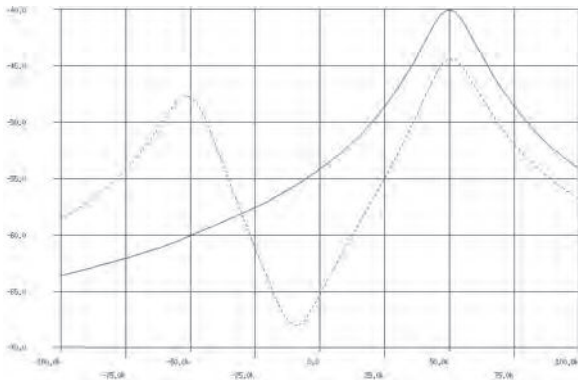


Fig. 14. PSTAR simulaties van  $H_m$  t.g.v.  $DG_a=0.5$  mS (getrokken) en  $DG_{br}=0.5$  mS (gestrept).  $|H_m(f)|$  in dB, frekwentie in kHz.

## 6. RC polyfasefilters

Eind jaren 60 van de vorige eeuw introduceerde Gingell passieve RC polyfasefilters met secties van het type van die van fig.15. Een uitgebreide beschrijving is te vinden in [9]. Het ingaande en uitgaande polyfasesignaal van de sectie voldoen aan

$$\begin{pmatrix} U_a \\ I_a \end{pmatrix} = \frac{1}{pC + jG} \begin{pmatrix} pC + jG & -1 \\ 2pCG & -pC - jG \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_b \\ I_b \end{pmatrix} \quad (18)$$

De overdrachtsfunctie  $U_b/U_a$  heeft een reële pool voor  $p_x = -G/C$  en een imaginair nulpunt in  $p_o = -jG/C$  (zie fig.16). Voor de sectie van fig.15 geldt dat  $|p_o| = |p_x|$  en de overdracht voor DC is 1x. Het nulpunt ontstaat doordat de stroom door de geleiding de stroom door de condensator compenseert. De positie van het nulpunt verandert niet als we de uitgang belasten. Wel moeten we ervoor zorgen dat elk van de 4 uitgangen met dezelfde impedantie wordt belast.

Met een cascade van deze secties ontstaat een positiefdoorlatend filter (of "negative reject"). Vanwege de demping in de doorlaatband is het raadzaam om in opvolgende secties een toenemend impedantieniveau te kiezen. Figuur 17 geeft als voorbeeld een filter voor het onderdrukken met 60 dB van de band van  $-8$  tot  $-1$  MHz. In het filter

Fig. 15. RC passief polyfasefilter.

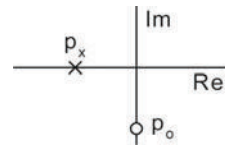
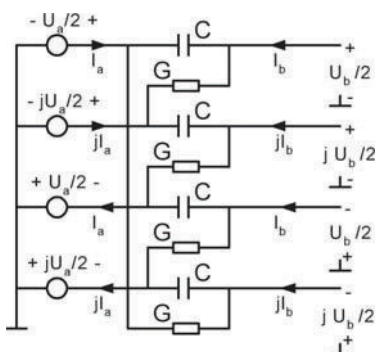


Fig. 16. Pool en nulpunt van de RC passieve sectie van fig.15.

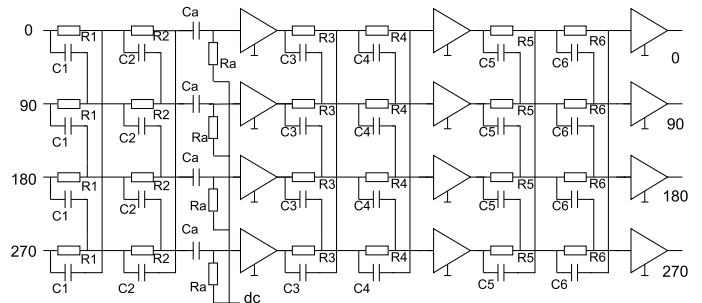
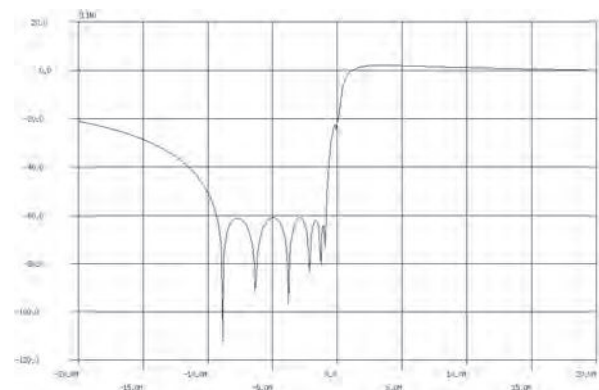


Fig. 17. Positief doorlatend RC-passief polyfasefilter. De versterkers zijn 1x volgers.

zijn 1x bufferversterkers ingevoegd om het impedantieniveau naar beneden te brengen. De condensatoren  $C_a$  geven met de weerstanden  $R_a$  een nulpunt in  $p = 0$ .

Figuur 18 toont de gesimuleerde spanningsoverdracht van het filter. De onderdrukking is 62 dB t.o.v. de doorlaatband. De werking van het filter berust op de gelijkheid van de weerstanden en condensatoren van één sectie. Spreiding van de elementwaarden geeft asymmetrie en is een beperkende factor voor het ontwerp. De toelaatbare spreiding wordt bepaald door de geëiste onderdrukking van het filter. Om inzicht te krijgen in de gevolgen van spreiding zijn montecarlo simulaties geëigend. Een spreiding (s) van 1% geeft een statistisch te verwachten stopbanddemping van slechts 40 dB (fig.19). Een spreiding van 1% geeft een "typical" onderdrukking in de buurt van 60 dB

Fig. 18. Nominale overdrachtskarakteristiek van het filter van fig. 17.



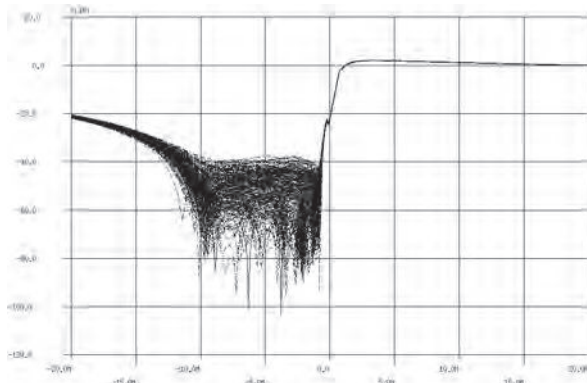


Fig.19. Montecarlo simulaties van de overdrachtskarakteristiek van het filter van fig.17, 255 pogingen,  $s = 1\%$ .

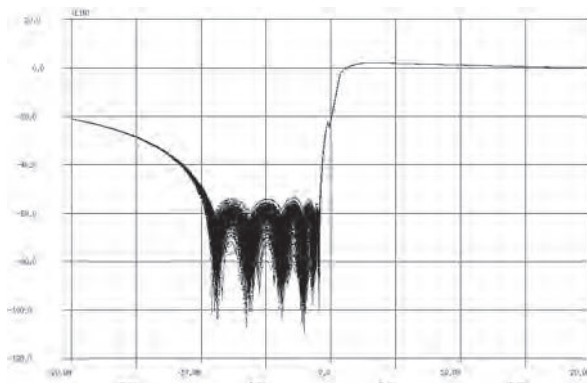


Fig.20. Montecarlo simulaties van de overdrachtskarakteristiek van het filter van fig.17, 511 pogingen,  $s = 1\%$ .

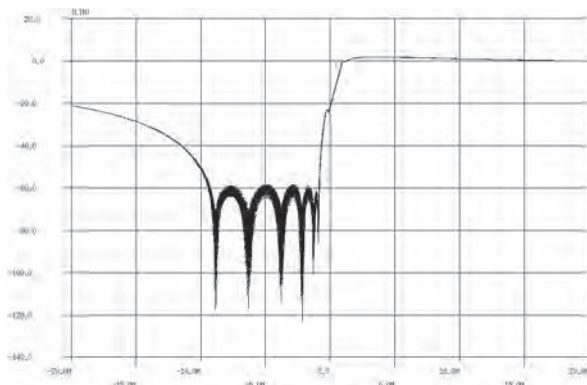


Fig.21. Montecarlo simulaties van de overdrachtskarakteristiek van het filter van fig.17, 511 pogingen,  $s = 0.25\%$ .

(fig.20). Eisen we een onderdrukking van 60 dB voor een productie IC, dan moeten we ontwerpen met  $s < 0.25\%$  (fig.21).

## 7. Diskussie

De huidige toepassingen van polyfasefilters liggen in de eerste plaats in geïntegreerde ontvangers voor draadloze communicatie (zie b.v. [10]-[12]). Het polyfasesignaal ontstaat door menging van het antennesignaal met de sinus en cosinus van de

lokale oscillator (LO). De signaalband kan na de menging rond nul liggen (zero-IF) of net naast nul (low-IF). Bij zero-IF zijn de componenten met positieve en negatieve frekwenties van dezelfde zender afkomstig en moet het polyfasesysteem het geïntegreerde spektrum onderdrukken. Om storingen te voorkomen bij datatransmissie is een dB of 30 meestal voldoende. Bij low-IF valt de inverse van de gewenste frekwentie doorgaans in het naburkanaal. Dat leidt tot zwaardere eisen (b.v. 40 – 50 dB) vanwege een mogelijk sterker nabuursignaal. Bij de geïntegreerde TV tuner voor kabeltelevisie is de eis 50 – 60 dB [13].

In geval van ontwerp en implementatie van een polyfasefilter hebben we te maken met de gewenste overdracht  $H_p$  en de konversie naar en van een foutsignaal met  $H_m$  resp.  $H_m^*$ . In de praktijk wordt de haalbare discriminatie van een filter voor low-IF bepaald door  $|H_m|$ . Aannemende dat de gelijkheid van twee spanningsgestuurde stroombronnen op een IC zo'n 1-2% is, dan zal de discriminatie hoogstens zo'n 35 dB zijn. In geval van een gebalanseerde integrator filter hebben we hetzelfde probleem met de afstemelementen. Een niet afstembaar gebalanseerde integrator filter wordt nauwkeuriger. Te denken valt aan een discriminatie van 40 tot 45 dB. Het beste resultaat is te bereiken met een passief RC filter. Het voorbeeld van fig.17 geeft een onderdrukking van 60 dB van de negatieve frekwenties. Dit komt bij de grens van haalbare bij de huidige stand van de techniek en vereist weerstanden met een groot oppervlak op het IC (zie [13]).

Willen we een polyfasesignaal genereren zonder gebruik te maken van vermenigvuldiging met sinus en cosinus, dan blijkt de methode van fig.5, met een positiefdoorlaat, in de praktijk goed te voldoen. De regelmatige structuur en de eis dat we voor elke sectie 4x dezelfde condensator en weerstand gebruiken maken ontwerp en implementatie eenvoudiger dan de fasesplitters uit de jaren 50. In geval van een realisatie met diskrete componenten is het aan te bevelen om elementen met 1% tolerantie of nauwkeuriger te gebruiken.

Voor het ontwerp van een polyfasefilter zijn verschillende opties. In de eerste plaats kunnen we van een bestaand konventioneel filter uitgaan en dat in frekwentie verschuiven zoals gedaan is in deel 4. Voor een IC ontwerp zetten we het filter eerst om in een gm-C of een "signal flow graph"

(SFG) filter (voor geïntegreerde filters zie [14], voor SFG zie [15], [16]). Een gm-C filter geeft aanleiding tot een filter dat met behulp van een stuurspanning of stroom verstempbaar is. Dat geldt ook voor de gyratorkoppelingen zodat er twee afstemstromen (of spanningen) ontstaan. Eén voor het laagdoorlaat of de bandbreedte en één voor de centrale frekwentie. Dit geeft een grote flexibiliteit. Als nadeel hebben we een matige gelijkheid van de fases, wat een goede discriminatie tussen het gewenste signaal en zijn inverse frekwentie in de weg staat. Bij een filter met gebalanseerde integratoren, zoals dat ontstaat bij een SFG ontwerp, wordt frekwentieverhuiving gerealiseerd door elke integratoringang middels een geleiding te verbinden met de uitgang van de overeenkomstige integrator van de andere fase, zoals gedaan is met  $G_{b,0}$  en  $G_{b,1}$  in fig.10, en  $G_{b,0} - G_{b,3}$  in fig.11.

Uitgaande van het polen- en nulpuntenbeeld kan elk polyfasefilter worden geïmplementeerd als een cascade met sekties van fig.10 of fig.11. In de praktijk moeten we rekening houden met het eindige versterking-bandbreedte (GB) produkt van de beschikbare versterkers, de ruis van de weerstanden enz. Een pool met hoge Q is in een polyfasefilter net zo moeilijk te implementeren als in een konventioneel filter. Direkte implementatie is in het verleden b.v. gebruikt voor de Nyquist flank filtering van een analog TV signaal met restzijbandmodulatie [17].

RC-passieve polyfase filters zijn uitermate geschikt als positief doorlaat filters met een hoge onderdrukking van de negatieve frekwenties. De onderdrukking ontstaat door de nulpunten, de polen liggen op de negatief reële as van het  $p$  vlak. Vanwege het ontbreken van actieve elementen is een hoge nauwkeurigheid haalbaar bij de implementatie op een IC.

## 8. Conclusies

Polyfasefilters kunnen onderscheid maken tussen positieve en negatieve frekwenties doordat er 2 in fase verschoven versies (fases) van het signaal beschikbaar zijn.

Polyfasefilters hoeven niet te voldoen aan de "klasieke" voorwaarden  $|H(\omega)| = |H(-\omega)|$  en  $\arg\{H(\omega)\} = -\arg\{H(-\omega)\}$  en laten enkelvoudige complexe polen en nulpunten toe zonder de complex toegevoegde.

Het geeft inzicht als we de signalen van de twee fases ( $U_{a,0}$  en  $U_{a,1}$ ) schrijven als som en verschil van

een (waar) polyfasesignaal  $U_a$  en een foutsignaal  $\Delta U_a$ . Het foutsignaal gedraagt zich als een frekwentiegeïnverteerd signaal. Is de overdracht van een polyfasefilter  $H_p(p)$ , dan is de overdracht voor het foutsignaal  $H_p^*(p^*)$ .

In een lijfelijk polyfasefilter geeft een ingaand polyfasesignaal  $U_a$  door elementafwijkingen en ongelijkheid van parasieten een foutsignaal  $H_m U_a$  aan de uitgang. Een ingaand foutsignaal  $\Delta U_a$  geeft een bijdrage aan het uitgaande polyfasesignaal van  $H_m^*(p^*)\Delta U_a$ .

De grootte van de omzetting van polyfasesignaal naar foutsignaal en v.v. is in de praktijk een beperkende faktor voor de onderdrukking van het inverse frekwentie signaal. Bij de huidige stand der techniek wordt de grootste onderdrukking verwezenlijkt met passieve RC filters.

## Literatuurverwijzingen

- [1] N.F.Barber, "Narrow band-pass filter using modulation", *Wireless Engineer*, mei 1947, Vol.24, blz.132-134.
- [2] D.K.Weaver, "A Third Method of Generation and Detection of Single Sideband Signals", *Proceedings of the I.R.E.* dec.1956, Vol.44, no.12, blz.703-705.
- [3] M.J.Gingell, "A Symmetrical Polyphase Network", Britse patenten 1174709 en 1174710 (geregistreerd 7 juni 1968) of USA patenten 3 559 042 en 3 618 133.
- [4] M.J.Gingell, "Single Sideband Modulation Using Sequence Asymmetric Polyphase Networks", *Electrical Communication*, Vol.48, No.1-2, 1973, blz.21-25.
- [5] S.Darlington, "Realisation of constant phase difference", *Bell System Technical Journal*, Vol. XXXIX, jan.1950, pp.94-104.
- [6] H.J.Orchard, "Synthesis of Wideband Two-Phase Networks", *Wireless Engineer*, maart 1950, blz.72-81.
- [7] W.Saraga, "The Design of Wide-Band Phase Splitting Networks", *Proceedings of the I.R.E.*, juli 1950, blz. 754-770.
- [8] J.Crolls, M.Steyaert, "A Fully Integrated 900 MHz CMOS Double Quadrature Down-converter", *1995 ISSCC Digest of technical papers*, Vol.38, IEEE press, 1995, pp136 -137.
- [9] M.J.Gingell, "The syntheses and application of polyphase filters with sequence asymmetric properties", proefschrift, Universiteit van Londen, faculteit voor engineering, 1975.

- [10] C.Deranter, M.Borremans, M.Steyaert, "Design of an integrated transmitter for broadband applications", *Proceedings of the European conference on Circuit Theory and Design, ECCTD '99*, vol.1, Stresa, Italy 29 Aug. -2 Sept. 1999.
- [12] J.H.Mikkelsen, "CMOS low-noise asymmetrical polyphase filter for GSM low-IF radio receivers", *Proceedings of the European conference on Circuit Theory and Design, ECCTD '99*, vol.1, Stresa, Italy 29 Aug. -2 Sept. 1999.
- [13] F.Behbahani, Y.Kishigami, J.Leete and A.A.Abidi, "CMOS mixers and polyphase filters for large image rejection", *IEEE journal of solid state circuits*, vol.36, no 6. June 2001, pp. 873-887.
- [14] J.v.Sinderen e.a. "A 48-860 MHz Digital Cable Tuner IC with Integrated RF and IF Selectivity", *2003 ISSCC Digest of technical papers*, Vol.46, IEEE press, 2003, pp.444-445.
- [15] Y.P.Tsividis en J.O.Voorman, *Integrated continuous time filters, principles, design and applications*, IEEE, NY, USA, 1993.
- [16] P.O.Brackett en A.S.Sedra, "Direct SFG Simulation of LC ladder networks with Applications to Active Filter Design". *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, VolCAS-23, no.2, februari 1976, blz.62-67.
- [17] J.O.Voorman, "Analog Integrated Filters or Continuous Time Filters for LSI and VLSI", *Revue de Physique Appliquée*, Vol.22 No.1, januari 1987, blz. 3-14.
- [18] A.Sempel E.Stikvoort, A.Bruekers, A.v.d.Enden, R.v.d.Plassche, G.Gielis, "Reception of modulated carriers having asymmetrical sidebands", US patent 6,324,233, geregistreerd 22 juli 1998.

