

Ongebalanceerde klasse E oscillatoren. Single ended Class E oscillators.

Versie 1.1, 12-OKT-2004, Language: Dutch, Wim Telkamp
Tekstueel aangepast op 10-MRT-2005.

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

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

Copyright © 2004, TeTech.

Samenvatting.

Dit document behandelt de werking van de klasse E DC naar AC omzetter (ook wel klasse E versterker genoemd). Er wordt een link gelegd naar de fly back convertor welke gebruikt wordt voor het opwekken van hoogspanning. Op basis van een klasse E omzetter wordt een oscillator besproken. Een verwant document is: "classCosc.pdf". Dit document is te vinden op <http://www.totech.nl/divers/classCosc.pdf> .

Klasse E omzetters kenmerken zich door het nagenoeg afwezig zijn van schakelverliezen. Dit wordt bereikt door de actieve component in te schakelen op het moment dat de spanning over de actieve component nagenoeg 0 is. De schakeling is zo ingericht dat tijdens het uitschakelen van de actieve component, dU/dt laag is. Hierdoor is de actieve component reeds uit geleiding voordat de spanning over de schakelaar noemenswaardig opgelopen is. Het rendement kan daardoor bijzonder hoog zijn (>90% in praktische schakelingen). Om dit mogelijk te maken is enige vorm van resonantie mogelijk.

In tegenstelling tot echte klasse C versterkers of oscillatoren, blijft er een relatief hoge stroom door de actieve component lopen tijdens onbelast bedrijf. Dit verlaagt het rendement bij deellast. Van klasse E oscillatoren en versterkers kan binnen zekere grenzen de uitgangsspanning ingesteld worden zonder dat dit grote gevolgen heeft voor het rendement. Bij klasse C oscillatoren is dit niet mogelijk.

Doordat in klasse E bedrijf de actieve component als schakelaar bediwen wordt, kan bij verkeerde belasting hoge stroom/spanning optreden. Dit heeft een zeer negatieve invloed op het rendement. De klasse E versterker is mede daardoor gevoeliger voor belastingsvariaties dan de klasse C versterker. Men dient daardoor ook bijzondere aandacht te schenken aan het inschakelgedrag. Dit is vooral van belang indien de klasse E versterker (of oscillator) als DC/DC convertor gebruikt wordt (bijvoorbeeld voor het laden van hoogspanningscondensatoren). Bij het opstarten zijn de condensatoren immers ongeladen (hoge inschakelstroom)

Indien real time monitoring van stroom en spanning mogelijk is, zijn bepaalde klasse E configuraties bijzonder goed buiten bedrijf te stellen. Dit kan plaatsvinden, reeds voordat een voor de actieve component gevaarlijke situatie opgetreden is.

Door het toevoegen van reactantie aan de belasting kan met bijzonder weinig componenten een klasse E oscillator gebouwd worden welke in een DC/DC convertor configuratie inherent stabiel gedrag vertoont. Dit geldt zowel voor het aanlopen, onbelast bedrijf als kortsluitbedrijf. In geval van uitkoppeling via een transformator, kan de benodigde reactantie verkregen worden door een speciaal transformatorontwerp (het transformatorontwerp wordt niet behandeld in dit document).

De afbeeldingen in dit document met golfvormen zijn verkregen door simulatie met B² spice A/D v4.2 van "Beige Bag" software. De golfvormen komen behoorlijk overeen met de praktische resultaten. De overige afbeeldingen zijn gemaakt met MS Paint. De tekst is gemaakt met MS Word 2000. De tekst bij de plaatjes is in het Engels.

U wordt aangeraden om alvorens met lezen te beginnen, de afbeeldingen uit te printen. Zij bevinden zich aan het eind van dit document.

Inhoudsopgave.

1. Inleiding.	4
2. De schakelverliezen in een conventionele convertor.	5
3. Het werkingsprincipe van klasse E bedrijf.	7
3.1. Het basisprincipe van klasse E bedrijf.	7
3.2. Praktisch gebruik van klasse E bedrijf.	8
3.2.1. \hat{U}_{sw}/U_{supply} .	9
3.2.2. Sinusvormige uitgangssignaal.	9
3.2.3. Breedbandige en niet lineaire belasting.	10
3.2.4. Onjuiste belasting.	11
3.2.5. Hoogspanningsconversie.	11
3.2.6. Schakelverliezen.	12
4. Inschakelproblemen en overstroombewaking.	14
4.1. Inschakelproblemen.	14
4.2. Overstroombewaking.	14
5. Klasse E oscillatoren.	16
5.1. Inleiding.	16
5.2. Het basisprincipe van de klasse E oscillator.	16
5.3. Gebruik van echte MOSFET's.	17
5.4. Inschakelvertraging.	18
5.5. Dynamische bias.	18
5.6. Ontkoppeling.	19
5.7. Inschakelen.	19
5.8. Hoogspanningscircuits.	20
6. Experimenteertips.	22
7. Slot.	24
8. Afbeeldingen.	24

1. Inleiding.

In veel toepassingen is het wenselijk om te beschikken over enig AC vermogen. Denk bijvoorbeeld aan: DC-DC convertors (eventueel galvanisch gescheiden), RF verhitting, laadcircuits voor condensatoren (flitsers en andere pulstoepassingen), spanningsverhogers en signaalgeneratoren (tijdelijk gebruik), CW, PSK/FSK en FM/PM zendereindtrappen.

Er zijn veel manieren om AC vermogen op te wekken (brugschakelingen met transformatoren, klasse C, D en E versterkers, resonante omzetter, gebalanceerde blokgolfoscillatoren, etc). Allen hebben voor- en nadelen. Als het rendement hoog dient te zijn, valt de klasse C opstelling af. Indien de werkfrequentie hoog is valt de klasse D versterker af.

De klasse E oscillator/versterker is een goed alternatief als het rendement hoog dient te zijn, en de actieve component een voldoende hoog $U_{\max} \cdot I_{\max}$ product heeft. Slechts de gebalanceerde klasse E omzetter (klasse DE bedrijf) en de gebalanceerde serieresonante omzetter presteren beter voor wat betreft $P_{\text{out}} / (U_{\max} \cdot I_{\max})$.

De voordelen:

1. Hoog rendement (>90% is haalbaar).
2. binnen zekere grenzen instelbare uitgangsspanning.
3. Zeer weinig componenten benodigd (in orde van 15 componenten inclusief ontkoppeling).
4. uit EMC oogpunt gunstig vanwege afwezigheid van steile flanken.
5. Door de geringe flanksteilheid, geen hoge eisen aan eventuele transformatoren (spreidingszelfinductie [leakage induction]).
6. Relatief "trage" componenten kunnen gebruikt worden.
7. Bij speciaal ontwerp, veilig aanloop- en kortsluitgedrag. De schakeling slaat niet op hol.
8. Nagenoeg geen omhullende instabiliteit (in vergelijking tot klasse C oscillatoren).
9. Zeer goed gedrag bij gebruik als "fly back" convertor t.b.v. het opwekken van hoogspanning.

Nadelen:

1. Uitgangsspanning is niet sinusvormig waardoor behoorlijke filtering noodzakelijk is, indien sinusvormigheid van belang is (zenders).
2. Minder gunstig rendement bij deellast (t.o.v. klasse C oscillator/versterker).
3. Misaanpassing kan tot hoge stromen leiden en een afname van rendement.
4. De Q factor dient groter dan 1 te zijn. Dit vereist enige energieopslag in de spoel en de condensator. Daardoor is meestal een grotere condensator en een groter koper- en kernvolume nodig.
5. Het product van maximale spanning en maximale stroom is relatief hoog (in verhouding tot het uitgangsvermogen). Daardoor is een relatief "zware" actieve component nodig. \dot{U} (over actieve component) bedraagt in orde van $3 \cdot U_{\text{supply}}$ of meer.

2. De schakelverliezen in een conventionele convertor.

In een conventionele convertor (buck [step down], boost [step up], etc) treden zowel geleidings- als schakelverliezen op. Figuur 1A toont een step-up convertor. Op het moment dat de MOSFET geleidt, wordt energie in de spoel opgeslagen ($0.5 \cdot L \cdot I^2$ joule). Tijdens het sperren van de MOSFET loopt de stroom via de diode en wordt een gedeelte van de spoelenergie aan de belasting afgegeven. Indien door de spoel een gelijkstroom gaat (met AC rimpel) en de werkfractie (duty cycle) van de MOSFET is 50%, dan geldt: $U_{OUT} = 2 \cdot U_{IN}$. U_{IN} is de voedingsspanning van de convertor.

Figuur 1B toont het verloop van spanning en stroom tijdens de schakelacties. Eveneens wordt het product $I_{SW} \cdot U_{SW}$ weergegeven.

Op het moment dat de MOSFET uit geleiding begint te gaan (A) zal de diode in geleiding komen. Er geldt immers $I_L = I_{SW} + I_D$. I_L blijft tijdens de schakelactie nagenoeg constant. Het gevolg is dat U_{SW} stijgt tot $U_{OUT} + 0.7$. Dit levert een sterke bijdrage aan de productfunctie. Op tijdstip B is de MOSFET volledig uit geleiding en is er geen dissipatie meer. Bij het in geleiding komen van de MOSFET (punt C) gebeurt een soortgelijk effect. U_{SW} daalt pas tot nagenoeg 0V indien de $I_{SW} = I_L$ (punt D).

Het totale energieverlies (per periode) in de schakelaar (MOSFET), vindt men door integratie van de productfunctie over de periodetijd T . Dit verlies treedt f_{SW} maal per seconde op. De vermogensdissipatie in de schakelaar ($P_{LOSS,SW}$) is daardoor recht evenredig met f_{SW} . In figuur 1B wordt het grootste deel van het oppervlak onder de $I_{SW} \cdot U_{SW}$ kromme veroorzaakt door de flanken van de stroomvorm. Schakelverliezen zijn in dit voorbeeld dominant.

Voor het schakelverlies geldt bij grove benadering:

$$P_{LOSS,SW} \approx 0.6 \cdot (t_{rise} + t_{fall}) \cdot U_U \cdot I_L \cdot f_{SW}$$

Waarin: $P_{LOSS,SW}$ = de dissipatie in de schakelaar ten gevolge van de schakelovergangen in W, t_{rise} , t_{fall} = de tijdsduur tussen de 10%/90% waarden van de maximale stroom door de schakelaar tijdens de schakelmomenten, in s, U_U = de uitgangsspanning van de convertor (hier een step-up type), in V, I_L = de gemiddelde stroom door de spoel, in A, f_{SW} = de schakelfrequentie in Hz.

In werkelijkheid dient men ook de (capacitieve) effecten van de diode en spoel in rekening te brengen. Om de schakelverliezen beperkt te houden dient $(t_{fall} + t_{rise})f_{SW} < 0.1$ te zijn. Moderne ferrietmaterialen staan hoge frequenties toe (tot in het MHz gebied). Dit resulteert bij een frequentie van 1 MHz in schakeltijden (stijg en daaltijden) van minder dan 50ns.

Boven op het schakelverlies komt: het geleidingsverlies van de MOSFET, koperverliezen, kernverliezen en indirecte schakelverliezen. De indirecte schakelverliezen ontstaan ten gevolge van het op- en ontladen van capacitieve delen in het circuit. Denk aan: Reverse Recovery Charge van de diode, MOSFET capaciteiten, spoelcapaciteit. De verliezen zijn recht evenredig met de aan de schakelaar parallel staande capaciteit, schakelfrequentie (f_{SW}) en de te schakelen spanning in het kwadraat.

Er is een manier om in bepaalde toepassingen de directe en indirecte schakelverliezen zeer sterk te reduceren. Een factor 10 of meer is praktisch haalbaar. In het volgende hoofdstuk wordt het principe uitgelegd.

3. Het werkingsprincipe van klasse E bedrijf.

3.1. Het basisprincipe van klasse E bedrijf.

In dit hoofdstuk wordt het principe van klasse E bedrijf in een aantal stappen uitgelegd.

Figuur 1C toont een LC circuit voorzien van een niet ideale schakelaar welke door een driver aan- en uitgezet kan worden. $L = 15\mu\text{H}$, $C = 680\text{nF}$. Figuur 2A toont U_{SW} en I_L op gelijke tijdschaal. Vóór tijdstip A is de gelijkspanningssituatie van toepassing $U_C = U_{\text{SW}} = 10\text{V}$, $I_L = 0$.

Op tijdstip A wordt de schakelaar gesloten. Dit levert even een flinke ontlaadstroom op vanuit de condensator C, maar dit is op dit moment niet van belang. Nadat U_{SW} nagenoeg 0 is geworden, stijgt I_L lineair. Ten gevolge van de inwendige weerstand van S loopt U_{SW} ook iets op (veroorzaakt geleidingsverlies). Op tijdstip B, waarbij $I_L = 6.4\text{A}$ wordt de schakelaar weer geopend. De stroom door een spoel wil niet direct nul worden. Vergelijkbaar met de snelheid van een bewegende massa. I_L zal nu volledig door de condensator C gaan. Dit resulteert in een dU/dt van I_L/C Volt per seconde. Dit is een relatief langzame stijging (ten opzichte van de periodetijd van de oscillatie). De in de spoel opgeslagen energie wordt periodiek omgezet in E-veld energie in de condensator. Indien er geen verliezen zijn, ontstaat een harmonische trilling. Hiervoor geldt:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}} \quad \hat{U}_{\text{SWAC}} = \sqrt{U_{\text{IN}}^2 + U_Z^2} \quad U_Z = I_{\text{Loff}} \cdot \omega_0 \cdot L$$
$$\hat{U}_{\text{SW}} = U_{\text{IN}} + \sqrt{U_{\text{IN}}^2 + U_Z^2}$$

waarin: $\omega_0 = 2 \cdot \pi$ maal de oscillatiefrequentie in Hz, \hat{U}_{SWAC} = de amplitude van de AC component van U_{SW} van het oscillatieverschijnsel in V, \hat{U}_{SW} = de topwaarde van U_{SW} in V, U_{IN} = de ingangsspanning (voedingsspanning) van het circuit in V, I_{Loff} = de stroom door de spoel op het moment van uitschakelen van S, in A. U_{SW} is in dit geval gelijk aan U_{OUT} . f_{sw} is de schakelfrequentie in Hz.

Let op: De frequentie waarop een klasse E trap bedreven wordt, ligt minimaal een factor twee onder de vrije oscillatiefrequentie ($\omega_0/2\pi$). In dat geval bedraagt $\hat{U}_{\text{SW}}/U_{\text{IN}}$ ongeveer 3. Grote $\hat{U}_{\text{SW}}/U_{\text{IN}}$ verhoudingen vereisen grote $\omega_0/\omega_{\text{sw}}$.

Van belang voor klasse E bedrijf is dat U_{SW} na het bereiken van zijn topwaarde terugkeert naar 0 V of lager. De topwaarde van U_{SW} is sterk afhankelijk van I_{Loff} . Figuur 2B toont de stroom en spanning voor $I_{\text{Loff}} = 3.2\text{A}$. \hat{U}_{SW} is nu gedaald van 42V tot 28V.

Indien de LC schakeling belast wordt zal de oscillatie uitdempen. Dit is weergegeven in figuur 2C ($R_L = 15 \text{ Ohm}$). Indien de belasting te zwaar is, zal U_{SW} niet meer (tijdelijk) negatief worden. Merk op dat de \hat{U}_{SW} ten gevolge van de belasting gedaald is van 42V tot ongeveer 35V, ondanks dat de stroom bij afschakelen van 6.4 tot 7A toegenomen is.

Opmerking:

Nadat de schakelaar geopend is, loopt I_L nog iets op. Deze stijging gaat door totdat $U_{SW} = U_{IN}$. Zie punt C in figuur 1.

In dit voorbeeld loopt er ook een DC component door R_L . Dit is ongewenst, maar voor de uitleg van klasse E bedrijf is dat niet van belang.

De volgende stap is het modificeren van de schakeling opdat de spanning over de schakelaar enige tijd nagenoeg 0 V blijft, zodat S ook weer ingeschakeld kan worden. Dit wordt gedaan door een diode over de schakelaar te plaatsen. In figuur 1D is dit weergegeven. Figuur 3A toont de golfvormen, de schakelaar wordt geopend op het moment dat $I_{SW} = 7A$. Nadat U_{SW} zijn maximum bereikt heeft, keert hij net als in figuur 2C gewoon terug naar nul, maar wordt niet meer sterk negatief. De diode komt in geleiding. In het tijdslot 24us-28us, bedraagt de spanning over de schakelaar slechts -0.7V (de diodedrempel).

We hebben nu een tijdslot gecreëerd waarin we de schakelaar weer aan mogen zetten, zonder dat condensatoren kortgesloten worden waarin zich veel energie bevindt. In figuur 3B wordt de schakelaar periodiek weer aangezet, en uitgezet indien I_L ongeveer 7A bedraagt.

Figuur 3B toont de nu periodieke golfvormen. Op de tijdstippen A wordt de schakelaar gesloten. U_{SW} neemt af tot -0.2V. Dit komt omdat de diodestroom nu door de schakelaar overgenomen wordt. Dit is ook te zien aan I_{SW} . Gedurende dat S geleidt geldt: $I_{SW} = I_L$. Er treedt wel een vreemd piekje in het begin van geleiden op...

De negatieve piekstroom ontstaat omdat U_{SW} in korte tijd stijgt van -0.7V tot -0.2V. Dit zorgt voor een ontlaadstroom via de condensator en de diffusiecapaciteit van de diode. Is dit zorgwekkend? Nee, in dit voorbeeld niet. Stel dat de schakelaar een echte kortsluiting zou vormen, dan zou de diodecapaciteit en C al zijn energie "verstoken" in de schakelaar (in zeer korte tijd). In dit voorbeeld is de energie in C dominant, deze bedraagt: $E = 0.5 \cdot C \cdot U^2 = 0.5 \cdot 0.7^2 \cdot 660n = 162nJ$. Dit verlies treedt ongeveer 38k maal per seconde op. Ofwel het extra verlies ten gevolge van het ontladen van de condensator bedraagt 6mW. Dit is verwaarloosbaar voor een schakeling welke Ampères schakelt bij spanningen in orde van 10V.

We hebben nu een schakeling gecreëerd waarbij nagenoeg alleen geleidingsverliezen optreden. Klasse E heeft een groot rendementsvoordeel, maar zoals ieder voordeel ook wel een nadeel heeft, kleven ook aan klasse E bedrijf enkele nadelen. In de volgende paragraaf wordt op een aantal zaken ingegaan.

3.2. Praktisch gebruik van klasse E bedrijf.

In de vorige paragraaf is de basiswerking aannemelijk gemaakt. Hiermee hebben we nog geen praktische schakeling. Een aantal aspecten worden in onderstaande paragrafen behandeld.

In dit hoofdstuk wordt veelvuldig gesproken over I_{SW} , I_D , U_{SW} en I_L . De definities:

I_{SW} = de stroom door de schakelaar S. Indien voor de schakelaar een MOSFET genomen wordt, wordt alleen de stroom door het MOSFET-deel bedoeld en niet de stroom door de ingebouwde Source-Drain diode.

- I_D = de stroom door de Drain aansluiting van de MOSFET. Deze is met inbegrip van de stroom door de Source-Drain diode (body diode).
- U_{SW} = de spanning over de schakelaar (met de + aan de bovenzijde).
- I_L = de stroom door de spoel L.
- U_{supply} = De voedingsspanning van de klasse E schakeling (is U_{in} in de schema's van figuur 1).

3.2.1. \hat{U}_{SW}/U_{supply}

Om van klasse E bedrijf te kunnen spreken, dient de topwaarde van U_{SW} (\hat{U}_{SW}) minimaal twee maal de voedingsspanning te bedragen. Voor eindtrappen t.b.v. sinusvormig uitgangssignaal is een factor 3 een goed uitgangspunt. De duty cycle (werkfractie) van de schakelaar bedraagt dan bijna 50%. Hierdoor kan een relatief eenvoudige aansturing gebruikt worden.

Voor HV-convertors kan men natuurlijk een hogere waarde nemen. Een eventuele HV-wikkeling hoeft dan minder windingen te hebben. Let er wel op dat de schakelaar (meestal een MOSFET of BJT), de piekspanning kan hebben en dat de maximale dV/dt van de MOSFET niet overschreden wordt.

Indien men een MOSFET gebruikt, bevindt de diode zich in de FET. Bij BJT's dient men extern een diode aan te brengen zoals in figuur 1D. Naarmate \hat{U}_{SW}/U_{supply} groter wordt, dient ook de werkfractie toe te nemen. Dit wordt in een van de volgende paragrafen behandeld.

3.2.2. Sinusvormige uitgangssignaal.

U_{SW} is niet sinusvormig. Hierdoor is filtering nodig om de hogere harmonischen te verwijderen. De ontwerpprocedure is het eenvoudigst, indien het filter alleen voor de gewenste frequentie de juiste reële impedantie ziet. Voor buiten de band frequenties dient het filter relatief hoogohmig te zijn.

Indien $\hat{U}_{SW}/U_{supply} \approx 3...3.5$, dan dient de belasting minimaal $2 \cdot X_L$ te bedragen (of $2 \cdot X_C$). Een zwaardere belasting leidt ertoe dat U_{SW} niet meer automatisch tot 0V komt. Hierdoor kunnen hoge piekstromen optreden en lopen de schakelverliezen op.

In ons geval bedraagt $f_{SW} = 37$ kHz, $C=660$ n, $L=15$ u, $X_L = 3.45$ Ohm, De ingangsimpedantie van het filter dient dan minimaal $7+0j$ Ohm te bedragen bij 37 kHz. Daarbuiten dient de impedantie aanmerkelijk hoger te zijn.

Figuur 1E toont een voorbeeld van de uitgangssectie van een 37 kHz versterker/omzetter. De diode bevindt zich in de MOSFET. Het filter gedraagt zich voor buiten de band frequenties redelijk hoogohmig (seriekring bestaande uit C_S en L_{S1}). Bij 37 kHz bedraagt de ingangsimpedantie $7+0j$ Ohm. Het uitgangsvermogen bedraagt 19W in 7 Ohm. De spanning- en stroomvormen worden weergegeven in figuur 5A.

Opmerking:

Het product van piekspanning en piekstroom bedraagt in orde van 250W (ten opzichte van 19W uitgangsvermogen). Dit is een van de nadelen van klasse E bedrijf op basis van één schakelaar. Indien u beter gebruik wenst te maken van de piekstroom en piekspanning van de actieve component (repetitive values), dan

kunt uitwijken naar een gebalanceerde uitvoering met nuldoorgangsschakeling (Zero Voltage Switch, klasse DE met ZVS). Formeel is dat geen klasse E bedrijf, maar ook hier wordt gebruik gemaakt van een L en een C om schakelverliezen te elimineren. Bijzonder hoge vermogens, in combinatie met weinig rimpelstroom zijn op te wekken met een volledige brug (H-brug klasse DE met ZVS).

De vorm van U_{SW} is namelijk trapeziumvormig en heeft daardoor een aanmerkelijk hoger eerste harmonische aandeel. Bij optimaal bedrijf van het gebalanceerde concept is I_{SW} bijna in fase met U_{SW} (weinig reactieve stroom). De behandeling van de gebalanceerde uitvoering valt echter buiten het bestek van dit document.

In geval van het gebruik van MOSFET's of BJT's welke niet al te hard aangestuurd worden (bijv sinusvormig), kan men met een gering verlies aan rendement $R_{load} \approx 1 \cdot X_L$ kiezen. De keuze voor deze "knieval" wordt sterk bepaald door hoe groot de schakelverliezen zijn ten opzichte van de geleidingsverliezen. Door bij gelijke belasting L te vergroten en C te verkleinen, neemt het schakelverlies iets toe, maar de geleidingsverliezen nemen af. Voordeel is dat de verhouding tussen afgegeven vermogen en product van piekstroom en piekstroom gunstiger komt te liggen.

Opmerking:

Het is niet verplicht om een filter te gebruiken dat hoogohmig is voor buiten de band frequenties. Als het filter zich buiten de werkfrequentie sterk capaciteef of inductief gedraagt, dan dient men de waarde voor L en/of C aan te passen.

In principe mag het filter zich ook binnen de band reactief gedragen. Men dient de impedantie dan om te werken naar een admittantie.

Er dient te gelden: $1/\text{Re}(Y_{Load}) > 2 \cdot X_L$. Het reactieve deel van het filter ($\text{Im}(Y_{load})$) dient verrekend te worden met L en C. De ontwerpprocedure is in dit geval wel ingewikkelder. Met de huidige simulatiehulpmiddelen en voldoende kennis van netwerktheorie hoeft dit geen belemmering te wezen.

Indien u HF circuits ontwerpt met snelle MOSFET's, dan vormen capaciteiten nog wel eens een probleem. C_{DG} moet ook bij klasse E geladen en ontladen worden. Dit hoeft echter aanmerkelijk minder snel dan in geval van een klasse D versterker. C_{DS} (C_{out} , output capacitance) maakt gewoon deel uit van C. Dit is ook een van de verdiensten van klasse E bedrijf.

3.2.3. Breedbandige en niet lineaire belasting.

Indien de belasting breedbandig is (dus ook voor harmonischen van de gewenste frequentie een sterke reële belasting), dan dient men de belastingsweerstand groter te kiezen dan $4 \cdot X_L$ ($\hat{U}_{SW}/U_{supply} \approx 3...3.5$). Dit is ter compensatie van het sneller uitdempen van de oscillatie.

In geval van het gebruik van MOSFET's of BJT's welke niet al te hard aangestuurd worden (bijv sinusvormig), kan men met een gering verlies aan rendement $R_{Load} \approx 2 \cdot X_L$ kiezen.

Indien $\hat{U}_{SW}/U_{supply} > 3...3.5$, dan mag de belasting zwaarder worden. Exacte formules hiervoor vallen buiten het bestek van dit document.

Richtlijnen voor niet-lineaire belasting zijn nagenoeg niet te geven. Men heeft nogal wat vrijheidsgraden als het gaat om niet lineaire belastingen. Niet-lineaire belasting treedt onder andere op bij vonkbruggen en gelijkrichters.

3.2.4. Onjuiste belasting.

Indien de versterker niet goed belast wordt, kunnen vreemde situaties ontstaan. Het is een van de nadelen van klasse E bedrijf in versterkers waarbij de stroom- en spanningsvormen niet real-time bewaakt kunnen worden. Figuur 4A en B toont een voorbeeld. De belasting in geval van het circuit van figuur 1D is verlaagd van 15 Ohm naar 7 Ohm. Op de tijdstippen aangegeven met A in figuur 4A, is de spanning niet nul. De schakelaar sluit en forceert daarmee 0V, met een sterke ontlading van de parallel C tot gevolg. In Figuur 4B is dit weergegeven. In de praktijk zal het schakelen minder snel gaan met als gevolg dat de stroom minder hoog oploopt, maar het beoogde hoge rendement zal iets minder zijn.

Kanttekening:

De hoge stroompiek suggereert hoge dissipatie. Dat valt in de praktijk nogal mee. Omdat de spanning op het moment van inschakelen reeds tot beneden 4 V gedaald is, zal het rendement niet eens zo slecht zijn. 4V over 660nF vertegenwoordigt een energie van 5.3uJ. Bij 37 kHz schakelfrequentie geeft dit een verlies ten gevolge van C van 0.2W. in geval van een 20W versterker zal menigeen zich niet druk maken over 0.2W verlies in de actieve component.

Kortom, analyse is vereist alvorens uitspraken gedaan kunnen worden of afwijking van de ideale situatie daadwerkelijk een probleem is.

Indien klasse E optimaal bedreven wordt, schiet U_{SW} niet van bovenaf door de 0 V lijn, doch raakt hem alleen. De diode kan in dat geval theoretisch gezien vervallen. Echter, in geval van onjuiste afsluiting kan U_{SW} sterk negatief worden. Dit levert bij gebruik van bipolaire transistors (BJT's) behoorlijke problemen op. Verkeerd om geleidende BJT's hebben een lagere H_{FE} en zijn aanmerkelijk minder snel. Bij gebruik van BJT's is praktisch gezien een diode vereist.

In geval van RF versterkers, wordt de actieve component meestal (semi) sinusvormig aangestuurd. Piekstromen zijn daardoor meestal beperkt. De actieve component gedraagt zich niet als echte schakelaar. Enige misaanpassing ten gevolge van een slechte antenne zal meestal wel tot grotere veranderingen in stroom- en spanning leiden. Het betekent echter niet dat de actieve component direct overlijdt. U dient wel meer op uw hoede te zijn, vooral indien de koelplaten gebaseerd zijn op het hoge rendement (dus relatief klein zijn).

3.2.5. Hoogspanningsconversie.

Aan de hand van de formules uit hoofdstuk 3.1 is de piekspanning over de schakelaar uit te rekenen (onbelaste situatie). Een kleine C, grote spoel met hoge stroom vlak voor het uitschakelen, geeft een hoge spanning. Dit type klasse E omzetter leent zich zeer goed voor conversie naar een hogere spanning. Verdere verhoging is te bereiken met een transformator (zie bijvoorbeeld figuur 8A).

In de schakeling van figuur 1D is de condensator van 660nF verkleind tot 66nF. De vrije resonantiefrequentie is nu met een factor 3.2 verhoogd. De positieve puls zal nu eveneens een factor 3.2 smaller zijn. Een halve vrije resonantieperiode duurt nu

3.1us. De 'uit' tijd van S kan nu teruggebracht worden tot minimaal 3.1us (maar mag best meer zijn. Dit resulteert in een duty cycle van maximaal $(27u-3.1u)/27u = 88.4\%$

Figuur 5B toont de spanning- en stroomvormen welke optreden bij een onbelaste schakeling. Na het openen van S, "zweept" de spanning omhoog tot 129V Dit komt overeen met de formules uit hoofdstuk 3.1. De spoelstroom wordt ook sterk negatief. Gemiddeld over veelvoud van een periode, is de gemiddelde waarde van I_L 0, er wordt immers geen vermogen geleverd. Er is hooguit sprake van enig geleidingsverlies in de schakelaar.

Bij relatief grote verhoudingen van \hat{U}_{SW}/U_{supply} is de tijdsperiode waarbinnen de schakelaar weer ingeschakeld kan worden relatief groot (aangegeven met A in de benedengrafiek van figuur 5B). Naarmate de schakeling belast wordt, wordt dit interval steeds kleiner. Het uitschakelen dient echter wel relatief snel te gebeuren. De puls is namelijk hoger en smaller geworden waardoor dU/dt aanmerkelijk toegenomen is ten opzichte van de voorbeelden waarbij $\hat{U}_{SW} \approx 35V$. In ons geval bedraagt $dU/dt = 120V/us$. Zie ook de paragraaf schakelverliezen.

We hebben nu de onbelaste situatie behandeld. Indien we de schakeling belasten met een gelijkrichter met afvlakking (zoals in een step up converter), krijgen we te maken met pulsverbreding. Figuur 6A toont de schakeling met gelijkrichter erbij.

De pulsverbreding.

In de oscillogrammen van figuur 6 is de uitgangsspanning van de step up converter vastgehouden (Eng: clamped) op 80 V, 30 V en 22V. Daar waar nodig is de pulsbreedte van de sturing aangepast om te voorkomen dat de MOSFET (met ingebouwde diode) op het verkeerde moment aangaat. Hoe lager \hat{U}_{SW} , hoe kleiner het interval waarin de MOSFET ingeschakeld mag worden. Bij 22V uitgangsspanning kan nog net ingeschakeld worden. Dit is volgens verwachting, alleen indien $\hat{U}_{SW} > 2 \cdot U_{supply}$ is, kan sprake van klasse E bedrijf zijn.

Een nadere toelichting:

In figuur 5B neemt kort na het uitschakelen van S (of de MOSFET) I_L snel af (steile negatieve helling). Dit komt omdat U_{SW} tot rond 130V stijgt. Over de spoel staat dan -120V. Hierdoor neemt I_L snel af, en wordt vervolgens negatief.

In figuur 6C neemt I_L al minder snel af (U_{out} wordt op 80V gehouden, waardoor U_{SW} niet boven ong. 81V uit kan komen). Er staat "slechts" -70V over de spoel. Daardoor duurt het langer alvorens D_{rect} uit geleiding gaat. Pas als D_{rect} uit geleiding gaat (Bij $I_L = 0$), neemt U_{SW} af. Indien U_{out} op 30 V gehouden wordt, staat er nog slechts -20V over de spoel. dI/dt is daardoor nog minder sterk negatief. Figuur 6D geeft dit aan.

Figuur 6E toont de situatie waarbij nog net sprake is van klasse E bedrijf (U_{out} wordt op 22V gehouden. We hebben nu wel een probleem. Als de schakeling aangezet wordt, hebben we maximaal U_{supply} uitgangsspanning en niet de minimaal vereiste 20V. Dit probleem wordt in het volgende hoofdstuk behandeld.

3.2.6. Schakelverliezen.

De schakelverliezen zijn we eerder tegengekomen. De schakelverliezen voor de "Step Up" converter uit figuur 1A en Klasse E bedrijf zijn als volgt:

Step Up bedrijf: $P_{\text{loss.SW}} \approx 0.6 \cdot (t_{\text{rise}} + t_{\text{fall}}) \cdot U_u \cdot I_L \cdot f_{\text{SW}}$.

Klasse E bedrijf: $P_{\text{loss.SW}} \approx 0.2 \cdot t_{\text{fall}} \cdot U_{\text{off}} \cdot I_L \cdot f_{\text{SW}} = 0.2 \cdot t_{\text{fall}}^2 \cdot (dU_{\text{SW}}/dt) \cdot I_L \cdot f_{\text{SW}}$

We gaan uit van de configuratie in figuur 1A (de step Up convertor) en die van figuur 6A (klasse E bedrijf). Merk op dat het verschil in topologie slechts één condensator is. Tegenwoordig zijn “rise” en “fall” tijden voor hoogspanningsMOSFET's in orde van 200ns geen uitzondering meer (de meeste zitten er onder).

We stellen $t_{\text{rise}} = t_{\text{fall}} = 200\text{ns}$. $f_{\text{SW}} = 37 \text{ kHz}$. We schakelen uit bij 10A. We nemen aan dat de Step Up convertor zo ontworpen is dat I_L bij inschakelen verwaarloosbaar is (anders kunnen we niet goed vergelijken). Dit betekent dat in beide gevallen alleen uitschakelverliezen optreden. Voor de klasse E convertor bedraagt du/dt 120MV/s (indien oneindig snel uitgeschakeld wordt).

Voor de **Step-Up** convertor bedraagt het schakelverlies $0.6 \cdot 200\text{n} \cdot 80 \cdot 10 \cdot 37\text{k} = \mathbf{3.6W}$.
Voor de **klasse E** convertor geldt: $0.2 \cdot 200\text{n}^2 \cdot 120\text{M} \cdot 10 \cdot 37\text{k} = \mathbf{0.36W}$.

Het voordeel valt uit voor de klasse E omzetter. Indien u de schakeltijden halveert, halveert het verlies voor traditioneel step up bedrijf. Bij klasse E bedrijf neemt het verlies af met een factor 4.

4. Inschakelproblemen en overstroombewaking.

4.1. Inschakelproblemen.

Indien de voeding van een klasse E omzetter aangezet is, staat er een behoorlijke spanning over C (zie bijvoorbeeld figuur 6A). Bij het starten van de sturing zal de lading eenmalig geforceerd verwijderd dienen te worden. In de meeste gevallen is de opgeslagen energie geen probleem (bedraagt hooguit mJ). Veel vermogenshalfgeleiders kunnen deze niet frequent herhalende energiestoot wel hebben. De piekstroom kan wel een probleem geven. In geval van zeer harde blokvormige aansturing van de actieve component (schakelaar), kan de piekstroom te hoog oplopen.

Indien de aansturing niet zo hard is, zijn de piekstromen beperkt. Is dit niet het geval, dan kan men eerst de driver aanzetten en vervolgens, bijvoorbeeld via een LPF vertraging, de vermogenssectie voeden. U dient dan wel maatregelen te treffen in geval van korte spanningsonderbrekingen. Deze techniek is in figuur 7D toegepast.

De situatie wordt anders in geval van laadcircuits voor condensatorbanken. Deze zijn in eerste instantie leeg. Het kan vele schakelcycli duren alvorens de spanning in de condensatoren voldoende opgelopen is opdat klasse E bedrijf mogelijk is. Dit is zeker het geval indien met een transformator uit lage voedingsspanning een zeer hoge spanning opgewekt dient te worden.

Voor dit probleem zijn diverse oplossingen. Een spoel in serie met de diode plaatsen, is een eenvoudige oplossing. Figuur 6B toont de opzet (L_{LIM}). In tegenstelling tot een serieweerstand (dat ook werkt), verstookt een spoel geen vermogen. Een waarde gelijk aan L is een goede start. Vervolgens kan men optimaliseren. Vaak is enige demping nodig om resonantie van L_{LIM} met de spercapaciteit van de diode te beperken. Dit kan men doen via een weerstand over L_{LIM} .

Figuur 6F toont de spanning- en stroomvormen welke optreden direct na het starten van de driver. Het betreft een $C_{BUF} = 60\mu F$ welke een beginspanning van 10 V heeft (is voedingsspanning). De extra spoel zorgt ervoor dat U_{SW} vanaf de eerste schakelcyclus voldoende kan opslingeren om aan de voorwaarden voor klasse E bedrijf te voldoen. Na enige tijd is C_{BUF} opgeladen tot nagenoeg de onbelaste spanning piekspanning (129V).

4.2. Overstroombewaking.

Als een klasse E trap eenmaal in bedrijf is, is de bewaking in geval van LF en MF relatief eenvoudig. De bewaking dient er voor te zorgen dat de actieve component pas ingeschakeld wordt indien U_{SW} voldoende laag is (hoeft niet perse 0 te zijn). Mocht er iets mis gaan, dan komt de spanning wellicht niet meer dicht bij 0 en wordt verdere schade voorkomen.

Uitschakelen kan men doen op basis van timing (in geval van vooraf bepaalde frequentie), maar in energieconversie toepassingen kan men ook afschakelen op stroom. Dit is een veilige methode. Tussen de belasting en de schakelaar bevindt zich meestal enige vorm van filtering waardoor de stroom niet zeer snel toe kan

nemen. Men kan besluiten om in geval van een te hoge stroom definitief af te schakelen, of de driver frequentie verhogen. I_L neemt dan automatisch af.

Samengevat, er zijn diverse actieve methoden om LF en MF klasse E systemen te beveiligen tegen overspanning en overstroom.

Voor RF systemen waarbij real-time meting niet meer mogelijk is, is het lastiger. Het voordeel is dat in geval van RF de actieve component niet meer als ideale schakelaar werkt. Hierdoor worden zeer hoge piekstromen in ieder geval voorkomen. VSWR bruggen in combinatie met bewaking van piekspanning en gemiddelde stroom kunnen goede diensten bewijzen. Indien de frequentie niet van belang is, kan men frequentievariatie toepassen om de klasse E converter weer in optimaal bedrijf te krijgen. Dit is meestal goedkoper dan instelbare aanpassingscircuits.

Als het heel goedkoop moet (met inlevering van uitgangvermogen), kan men de truc met de seriespoel (L_{LIM}) toepassen. Deze spoel beveiligt tegen overstroom in geval van reële of inductieve belastingen. Het is een vorm van inherente veiligheid welke goed toe te passen is bij goedkope systemen. Hierbij valt te denken aan allerlei laadcircuits waarbij veelvuldig kortsluiting op kan treden. Men kan de spreidingszelfinductie van de hoogspanningstransformator de functie van L_{LIM} laten overnemen.

5. Klasse E oscillatoren.

5.1. Inleiding.

Tot nu toe is alleen gesproken over klasse E converters. Het doel van het document is echter om tot een eenvoudige klasse E oscillator te komen t.b.v. energieconversie. Om een klasse E oscillator te kunnen dimensioneren is goed begrip nodig van de werking van klasse E bedrijf en de beperkingen.

Alvorens u met dit hoofdstuk begint, dient u goed begrip te hebben van klasse E bedrijf.

Ondanks dat in klasse E bedrijf sprake is van enige resonantie, is de ontwerpprocedure van klasse E oscillatoren geheel anders dan die van harmonische LC of RC oscillatoren. Een aantal verschillen:

1. In LC oscillatoren staat de actieve component voor een groot deel van de tijd in lineair bedrijf. De frequentie wordt voornamelijk bepaald door de resonantiekering. Daardoor kunnen LC oscillatoren goed behandeld worden aan de hand van rondgaande versterking en rondgaande fase draaiing. In een klasse E circuit staat de actieve component doorgaans of uit geleiding of in verzadiging. Daardoor is er niet echt sprake van een versterking zoals bij lineair bedrijf. Het ontwerp van klasse E circuits vindt daardoor meestal plaats door de spanning- en stroomvormen in het tijddomein te bekijken.
2. Versterkers t.b.v. klasse C oscillatoren hebben een zeer onaangename eigenschap. Bij reductie van het stuurvermogen neemt de versterking af. Dit kan tot instabiliteit van de omhullende leiden. Klasse E circuits hebben doorgaans een openingshoek van 180° of meer. Samen met het in verzadiging zijn van de actieve component neemt de "versterking" bij afname van het stuurvermogen juist toe (zolang de actieve component maar voldoende sterk ingestuurd blijft). Omhullende instabiliteit speelt zelden een rol.

In de volgende paragraaf wordt het basisprincipe uitgelegd.

5.2. Het basisprincipe van de klasse E oscillator.

Figuur 7A toont een mogelijke oscillatoropzet. Hij bestaat uit de eerder gebruikte klasse E convertor, een terugkoppelcircuit met -1 maal versterking en een CR netwerk waarmee de MOSFET van instelspanning voorzien kan worden. We beschouwen de MOSFET even als ideale schakelaar.

De U_{SW} kromme van figuur B is de gewenste uitgangsspanning. De duty cycle van de golfvorm bedraagt ongeveer 50%. Dan geldt: $\dot{U}_{SW} \approx 3.2 \cdot U_{supply}$. U_G zou er dan uit moeten zien als eronder weergegeven. De stippellijn geeft het omklappunt van de schakelactie aan. Indien U_G erboven ligt, is de MOSFET volledig in geleiding. Indien U_G eronder ligt, is de MOSFET volledig uit geleiding. De vraag is, zal dit het geval zijn?

Op tijdstip A is de MOSFET in geleiding. De spoelstroom zal toenemen. De bedoeling is dat op tijdstip B de MOSFET uit geleiding gaat. Op tijdstip B ligt U_G boven de stippellijn, De MOSFET blijft dus in geleiding. Daardoor blijft $U_{SW} \approx 0$ en I_L neemt maar toe. We hebben nu een soort Kip Of Ei probleem. Omdat U_G nog zo hoog is,

blijft U_{SW} laag. De getekende golfvorm wordt nooit bereikt en is onjuist. De MOSFET zal blijven geleiden net zo lang tot er wat kapot gaat of dat hij uit verzadiging gaat waardoor uiteindelijk U_{SW} op zal lopen.

Samengevat, breedbandige terugkoppeling zoals in de klasse C versterker werkt niet in geval van klasse E bedrijf.

Op een of andere manier zal U_G tot beneden de stippellijn geforceerd moeten worden. Een mogelijkheid is om de tijdconstante van R_G en C_G zodanig te kiezen dat enige hoogdoorlatende actie ontstaat. In figuur 7C is dit weergegeven. De hoogdoorlatende actie zorgt ervoor dat U_G tot de stippellijn daalt. De MOSFET schakelt vervolgens uit en U_{SW} maakt de bekende halve sinus en daalt automatisch tot nul. Hierdoor komt U_G weer boven de stippellijn en schakelt de MOSFET weer in. Nu hebben we een klasse E oscillator gebouwd!

In tegenstelling tot de oscillatoren met LC kring, wordt de oscillatorfrequentie bepaald door een RC netwerk in combinatie met andere factoren. Hoe groot dient de helling nu te wezen? Uit de praktijk blijkt dat een daling (tijdens dat de MOSFET geleidt) van 10-20% van U_{G-t} goede resultaten geeft. Dit komt bij $U_G = 15V_{t-t}$ neer op daling van 1.5 tot 3V.

De volgende paragrafen zijn bedoeld om u op gang te helpen met eventuele experimenten met klasse E oscillatoren.

5.3. Gebruik van echte MOSFET's.

Een compleet oscillatorschema is gegeven in figuur 7D. Deze en volgende paragrafen hebben er betrekking op.

De getekende stippellijn bestaat in werkelijkheid niet. Tijdens het dalen van U_G (terwijl de MOSFET in geleiding is, dus $U_{SW} = 0$), zal deze op een gegeven moment uit verzadiging raken (en niet direct uitschakelen). Daardoor zal U_{SW} oplopen. Het gevolg is dat U_G sneller gaat dalen. Op dat moment ontstaat meekoppeling en zal de MOSFET snel uitgaan. Dit proces werkt goed indien de Helling van U_G tijdens het geleiden van de FET niet te weinig is, en de rondgaande versterking voldoende groot is.

Een te traag dalende U_G heeft naast het traag schakelen van de MOSFET nog een nadeel. De oscillatiefrequentie wordt sterk afhankelijk van de bias spanning of stroom. Zoals eerder genoemd is een daling tijdens het geleiden van de MOSFET in orde van 10-20% van U_{G-t} een goede startwaarde.

De grootte van C_G .

C_G dient een zekere minimale waarde te hebben in verband met de reverse capaciteit van de MOSFET. C_{rev} (C_{RSS}) werkt als een tegenkoppeling en vertraagt daarmee het in- en uitschakelen van de MOSFET (afnemen rondgaande versterking bij onverzadigd bedrijf).

Enkele startwaarden:

1. Dimensioneer het terugkoppelnetwerk (meestal een secundaire wikkeling om L) zodanig, dat $U_{G-t} \approx 15V$. Zorg in ieder geval dat de maximaal toegestane gate spanning van de MOSFET niet overschreden wordt.

2. Kies de RC tijd van R_G en C_G ongeveer gelijk aan: $R_G \cdot C_G \approx 1.5 \cdot t_{on}$. t_{on} is de tijd dat de MOSFET in geleiding is (dus niet gelijk aan $1/f_{osc}$).
3. Kies C_G zodanig dat $C_G/C_{rev} > 30 \cdot U_{SWt-t}/U_{Gt-t}$.
4. De koppelfactor tussen L en L_G hoeft niet groot te zijn. Twisten van de windingen is niet nodig. Wikkelen om hetzelfde been als waaromheen L gewikkeld is, werkt in praktisch alle gevallen.

Indien de MOSFET meer stroom dient te leveren, verschuift de stippellijn in figuur 7C omhoog. Er is immers meer Gate spanning nodig om de MOSFET in verzadiging te houden. Anders gezegd bij het dalen van U_G tijdens het in geleiding zijn van de MOSFET, wordt eerder het punt bereikt dat de MOSFET uit verzadiging gaat en een snelle omschakeling naar sperren optreedt. Bij dit type oscillator gaat de oscillatiefrequentie daardoor omhoog bij toenemende belasting. Dit is meestal een voordeel. Het geeft enige bescherming in geval van overbelasting.

Door de helling in U_G toe te laten nemen (kleinere R_{bias} , kleinere R_{steal} en kleinere C_G), treedt minder frequentieverhoging op. Bij dit type oscillator is het niet te voorkomen dat enige frequentieverschuiving optreedt bij zwaardere belasting.

5.4. Inschakelvertraging.

Indien u kijkt in figuur 7C op tijdstip Z, dan schakelt de MOSFET iets te vroeg in (U_{sw} is nog niet 0). Dit kan men oplossen door enige gate delay aan te brengen door middel van een extra Gate weerstand direct bij de MOSFET (R_{GD}). Dit voorkomt eveneens instabiliteit op buiten de band frequenties. Om te voorkomen dat de vertraging ook bij het uitschakelen van de MOSFET optreedt, kan men een (schottky)diode over R_{GD} aanbrengen (D_{GD}). In veel gevallen kan de diode echter achterwege blijven.

De waarde van R_{GD} is sterk afhankelijk van de gebruikte MOSFET en frequentie.

Startwaarde:

1. R_{GD} in orde van 30 Ohm voor frequenties (f_{osc}) rond 30 kHz. Het verdient aanbeveling om in ieder geval enige R_{GD} te plaatsen, het vermindert de kans op HF instabiliteit tijdens de schakelmomenten.

5.5. Dynamische bias.

Als u naar de gemiddelde waarde van U_G in figuur 7C kijkt, dan ligt deze beneden de schakeldrempel (stippellijn). Dit betekent dat als de schakeling aangezet wordt, of om wat voor reden dan ook afslaat, de oscillator niet meer op gang komt. De bias spanning ligt dan beneden de "threshold voltage" van de MOSFET.

Dit probleem kan men op dezelfde manier oplossen als bij klasse C oscillatoren. Maak gebruik van een bias stroom in plaats van een bias spanning. Zodra de oscillator op gang gekomen is wordt de meeste bias stroom weg geroofd door een kunstmatig aangebrachte gelijkrichter. Voorwaarde voor goede werking is dat de daardoor ontstane tegenkoppeling alleen werkzaam is voor frequenties beneden de gewenste oscillatiefrequentie. In figuur 7C wordt de functie vervuld door D_{steal} , R_{steal} en C_{steal} .

C_{steal} verhindert tegenkoppeling voor de oscillatorfrequentie. R_{bias} zorgt voor de bias stroom. Hiervoor kan men natuurlijk ook een stroombroncircuit gebruiken. Dit is aan te raden in geval van onstabiele voedingsspanning. Zorg ervoor dat I_{bias} in de DC situatie (met $U_{SW} = 0$) niet zo hoog is, dat de MOSFET reeds in geleiding is. Het gehele principe werkt dan niet meer. Het gevolg is een in verzadiging staande MOSFET.

Enkele startwaarden:

1. Kies R_{steal} in orde van $R_{steal} \approx 0.25 \cdot R_G$.
2. C_{steal} dient voor de werkfrequentie (f_{osc}) te verhinderen dat tegenkoppeling via R_{bias} optreedt. Overbodig groot kiezen van C_{steal} kan tot instabiliteit leiden. Kies C_{steal} in orde van $C_{steal} \approx 2/(f_{osc} \cdot R_G)$.
3. Kies R_{bias} zodanig opdat $I_{bias} < 2/(R_G + R_{steal})$. Daarna kan men R_{bias} aanpassen opdat de juiste instellingen verkregen worden. Als blijkt dat R_{bias} erg klein uitvalt, en de daling tijdens de helling van U_G aan de hoge kant is, dan kan men R_{steal} groter maken. R_{bias} kan dan toenemen en de helling in U_G (tijdens het geleiden van de MOSFET) neemt dan af.
4. Indien u goed gedimensioneerd heeft geldt: $C_G < C_{steal}$.
5. Indien alle spanningsvormen er goed uitzien, maar de bias stroom is erg groot, dan heeft men wellicht C_G aan de grote kant genomen. Door C_G te halveren, nemen praktisch gezien alle weerstandswaarden in het bias circuit met een factor 2 toe, C_{steal} kan men halveren.
6. Als het hellende deel in U_G erg doorzakt (doorhangt), dan is de steilheid vlak voor het uitschakelen van de MOSFET relatief laag. Als dit het geval is, dan is de RC tijd van R_G . C_G te klein. Verdubbel C_G en verdubbel (tijdelijk) R_{bias} . Verlaag R_{bias} in stapjes opdat de gewenste instelling verkregen wordt.

Als het aantal componenten een belangrijke factor is, kan men C_{steal} en R_{steal} laten vervallen. R_G zit dan rechtstreeks vast aan D_{steal} . Het levert een iets hoger schakelverlies op. De ontwerpprocedure verloopt echter anders dan boven beschreven.

5.6. Ontkoppeling.

De stroomrimpel op I_L neemt tijdens de belasting van de oscillator niet toe. Anders gezegd, de stroomrimpel neemt tijdens onbelast bedrijf niet af (zoals bij een klasse C oscillator). Zorg ervoor dat de reactantie van X_{dcp} zondanig is dat een acceptabele rimpel ontstaat. Controleer ook of de ESR van de condensator voldoende laag is.

Aan de hand van de uitgerekende waarde voor C_{dcp} kiest men een condensator of elco. Als de keuze op een elco valt, dan is er een grote kans dat de daadwerkelijke rimpelstroom boven de toelaatbare rimpelstroom van de elco uitkomt. Controleer aan de hand van de gegevens van de fabrikant of de elco de rimpelstroom kan hebben (is onder andere afhankelijk van de ESR). Kleine capaciteiten parallel plaatsen, geeft goede resultaten.

5.7. Inschakelen.

Door L_{delay} en C_{dcp} ontstaat een inschakelvertraging. R_{bias} wordt echter direct van spanning voorzien. Op deze manier verkrijgt men een inschakelvertraging. De

oscillator kan al op gang komen, alvorens de bedrijfsspanning bereikt wordt. D_{del} dient om te voorkomen dat de spanning over C_{dcp} opslingert. Bovendien blijft het bias netwerk gevoed via D_{del} indien de voedingsspanning (tijdelijk) wegvalt.

5.8. Hoogspanningscircuits.

Indien \hat{U}_{SW} erg groot is, zal de verzwakking van de terugkoppeling relatief groot zijn. Dit is nodig om te voorkomen dat de maximale gate spanning onderschreden wordt. Door de relatief zwakke terugkoppeling, kan de rondgaande versterking tijdens het schakelen laag uitvallen waardoor de MOSFET relatief langzaam schakelt.

Door de negatieve helft van de teruggekoppelde spanning te begrenzen, kan wat meer drainspanning teruggekoppeld worden. In de praktijk betekent het dat L_G wat meer windingen kan hebben. Figuur 8A toont een oscillator met een soft limiter. De negatieve helften worden gehalveerd. Helaas dissiperen de weerstanden wel het nodige vermogen. Bij gebruik van extra weerstanden en een extra diode, is het vermogensverlies in de weerstanden sterk te verminderen.

Een eventuele R_{GD} dient men te verminderen (deze staat namelijk in serie met R_{ATT1}).

In deze schakeling is ook een transformator uitkoppeling weergegeven met gelijkrichter t.b.v. hoogspanningsopwekking. L_{HV} is los gekoppeld met L en L_G ($k = 0.7$). Hierdoor is het niet nodig om een externe spoel op te nemen om de schakeling kortsluitvast te maken. Kortsluiting van L_{HV} resulteert in een halvering van L . Indien geoptimaliseerd wordt, kan de koppelfactor verhoogd worden tot ongeveer 0.8.

De componentwaarden in afbeelding 8A komen overeen met een daadwerkelijk gebouwde oscillator t.b.v. het opwekken van een ongestabiliseerde spanning van 2000V. De oscillatiefrequentie bedraagt ongeveer 20 kHz en \hat{U}_{SW} bedraagt rond de 140V.

Opmerkingen bij de schakeling:

1. het schema is slechts gegeven om u een idee te geven van componentwaarden. De bouw en het gebruik is geheel voor eigen risico. In het bijzonder als u besluit om ook de hoogspanningswikkeling aan te brengen. Er wordt aangeraden om het circuit eerst te simuleren.
2. Door R_{bias} te vergroten, neemt de frequentie toe en neemt \hat{U}_{SW} af. De stroom door de MOSFET neemt dan ook sterk af. Dit vermindert de geleidingsverliezen. U kunt de bias stroom in een terugkoppellus opnemen om zo een gestabiliseerde uitgangsspanning (na gelijkrichting) op te wekken.
3. Het is aan te bevelen om in serie met R_{bias} een weerstand van 220 Ohm op te nemen om bij verkeerde stand van de (instel)potmeter al te grote schade te voorkomen. Tijdens nette belasting kan het stroomverbruik bij 14V oplopen tot 5A.
4. De waarde van R_{bias} en R_{gd} is sterk afhankelijk van de transferkarakteristiek van de gebruikte MOSFET.
5. In de transformator treedt ook energieopslag op. Het is zeer waarschijnlijk dat een kern met luchtspleet nodig is. In deze voorbeeldschakeling is dat het geval.

6. Het ontwerp van een transformator met ferrietkern en lage koppelfactor is wel gecompliceerd, maar voor ingewijden goed te doen. Meestal wordt L_G op hetzelfde been van een E-kern gewikkeld als L . L_{HV} wordt ter verkrijging van een goede isolatie en lage koppelfactor op een ander been van de E-kern gewikkeld. In praktisch alle gevallen is een luchtspleet vereist om een lage gedefinieerde koppelfactor te verkrijgen.
7. U kunt met deze schakeling een Drainrendement van boven de 90% behalen.
8. C dient zo dicht mogelijk bij (tegen) de MOSFET geplaatst te worden ter voorkoming van parasitaire resonantie door bedrading- en printspoorzelfinductie.

6. Experimenteertips.

Alvorens u gaat bouwen, is de kans groot dat u eerst gaat simuleren m.b.v een tijddomein analyser (.tran optie in SPICE varianten). Het scheelt u tijd, spaart onderdelen uit en is een makkelijke manier om het gedrag van de klasse E converter (en andere circuits) te leren kennen. Bovendien is het aantal componenten dusdanig laag, dat u eventueel gebruik kan maken van "light" versies van simulatiepakketten. Deze zijn gunstig geprijsd en in veel gevallen gratis.

Helaas gaat er nog wel eens wat mis in de door leveranciers verstrekte modelparameters van BJT's en MOSFET's. Enige zekerheid kunt u verkrijgen door van de te gebruiken actieve component de datasheet na te "meten" met de simulator. Doe dit ook voor omgekeerde polarisatie (reverse bias). Denk bijvoorbeeld aan de Source Drain bodydiode. De Reverse Recovery charge/time wil wel eens niet kloppen. Bij transistoren (BJT's) kloppen vaak de parameters voor de BC diode en r_b niet.

Aangezien bij klasse E bedrijf de actieve componenten in zekere mate omgekeerd gebruikt worden, is juist dit gedrag (reverse bias gedrag) van belang. Een simulatie van een klasse E circuit kan volledig naast de werkelijkheid zitten, terwijl simulatiesresultaten met dezelfde componenten in het lineaire gebied goed overeenkomen met de praktijk.

Wat te doen als u een fout vindt? Zelf oplossen vereist goede kennis van de diverse MOSFET modellen. Veel vermogens MOSFET's zijn gemodelleerd als een subcircuit bestaande uit losse MOSFET's. Zelf de modelparameters aanpassen is lastig. Probeer een andere MOSFET met ongeveer gelijke prestaties, maar dan van een andere producent. Als u zeker van uw zaak bent, kunt u contact opnemen met de producent of leverancier van de simulatiesoftware en of de halfgeleiderdata.

Indien u MF of HF circuits gaat simuleren gaan parasitaire inducties al gauw een rol spelen (vooral bij lage voedingsspanningen en hoge vermogens). Probeer een inschatting te maken van parasitaire zelfinducties en simuleer ze uiteindelijk mee.

Soms gaat de SPICE core ook de fout in. Probeer door te variëren met de nauwkeurigheid en de stapgrootte reproduceerbare resultaten te krijgen. Het zou zo moeten zijn als u de nauwkeurigheid en/of stapgrootte halveert, de resultaten hetzelfde blijven. Vermijdt het gebruik van ideale componenten. Vooral ideale spoelen in serie met ideale diodes zijn bijzonder tijdrovend voor SPICE. TeTech heeft geen ervaring met dit soort circuits in simulatoren op basis van "Harmonic Balance".

En als u gaat bouwen....

Controleer naast de actieve component ook de condensatoren op hun AC specificaties. De maximale werkspanning voor condensatoren neemt sterk af bij toenemende frequentie. Elco's kunnen slechts een beperkte rimpelstroom hebben (anders drogen zij uit). Kort samengevat: zorg dat naast de actieve component ook de overige componenten niet te warm worden.

Stel een stroombegrenzing in bij de eerste keer opstarten. Als u besluit om ook met hoogspanningswikkelingen te experimenteren, bedenk dan dat dit soort circuits

behoorlijke vermogens kunnen opwekken. 10 mA door het lichaam is erg onaangenaam. Als u daarbij ook nog gaat gelijkrichten en bufferen met condensatoren, dan is de kans groot dat u een moordwapen in huis hebt. Onder privé-omstandigheden is het bijna onmogelijk om aan alle veiligheidsmaatregelen te voldoen in geval van schakelingen met hoogspanning. U experimenteert op eigen risico.

Indien u MF of HF schakelingen gaat bouwen, realiseert u zich dan dat u een radiozender aan het bouwen bent. U dient zich aan de betreffende voorschriften te houden. Als u de oscillatorfrequentie verdubbelt, neemt het daadwerkelijk uitgestraalde vermogen van kleine lussen en open spoelen met een factor 16 (zestien) toe. Hierdoor worden vooral de hogere harmonische componenten goed uitgestraald...

7. Slot.

U bent (bijna) aangekomen aan het eind van het document over klasse E bedrijf en klasse E oscillatoren. Dit document is verre van volledig. Er bestaan namelijk meerdere klasse E basiscircuits. Ik hoop dat dit document van praktisch nut kan zijn bij het ontwerpen van klasse E circuits. Misschien heeft het u ook op bepaalde ideeën gebracht.

Indien u geïnteresseerd bent in andere typen converters met hoog rendement, toegepast op RF schakelingen, dan is:

Solid State Radio Engineering (Krauss, Bostian, Raab)

Een aanrader. Het boek gaat over het ontwerp van radiocommunicatieapparatuur en heeft diverse hoofdstukken gewijd aan vermogensversterking, waaronder versterkers met hoog rendement).

Dit document is vrij recent ontstaan naar aanleiding van diverse experimenten met MOSFET's. Een nevendoeel van de experimenten was om te bekijken in hoeverre SPICE simulaties overeenkomen met de praktijk. Suggesties om dit document te verbeteren, worden zeer gewaardeerd.

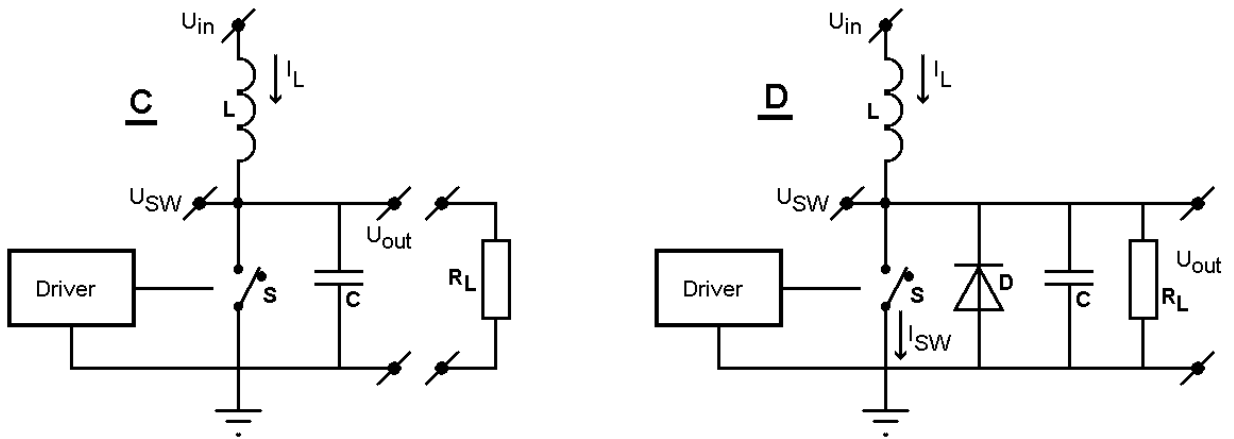
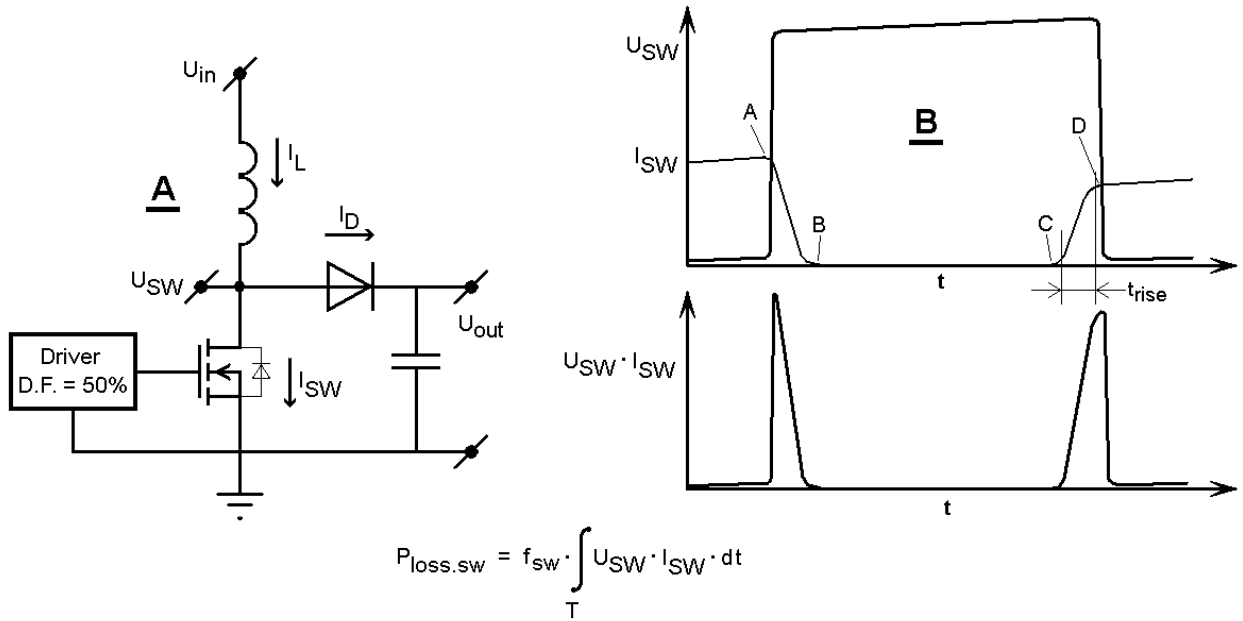
Technische vragen met een niet commercieel karakter kunt u zenden aan wimtel@totech.nl. Afhankelijk van de beschikbare tijd worden deze beantwoord. Voor professionele ondersteuning kunt u contact opnemen met TeTech. Een vertaling naar het Engels staat voorlopig niet op de planning (helaas).

Wim Telkamp

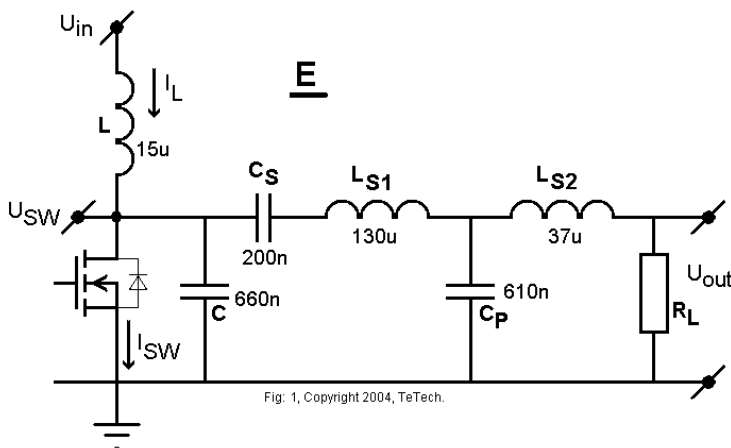
8. Afbeeldingen.

Op de volgende bladzijden treft u de afbeeldingen aan.

Switching Losses and basic Class E operation.



RF Class E DC to AC Sine Wave convertor.



The diode is inside the MOSFET, C may be partly inside the MOSFET.

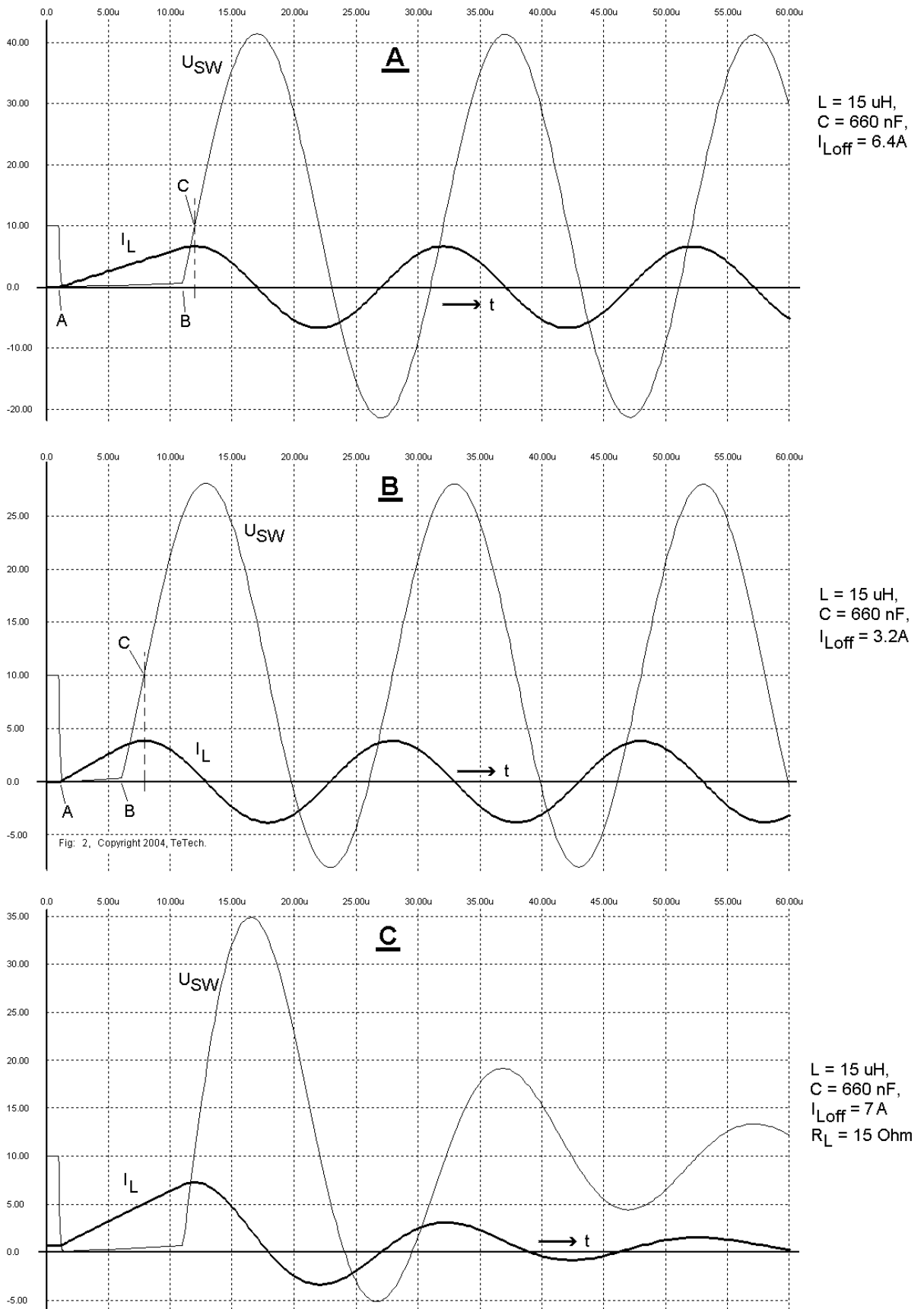
C_S serves as a DC block, L_S with C_P is the LPF.

C_S and L_S may form a (low Q) resonant circuit to enhance the suppression of unwanted harmonic components which are present in U_{SW} .

The LPF requires special design to avoid undesired behavior when R_L is not present

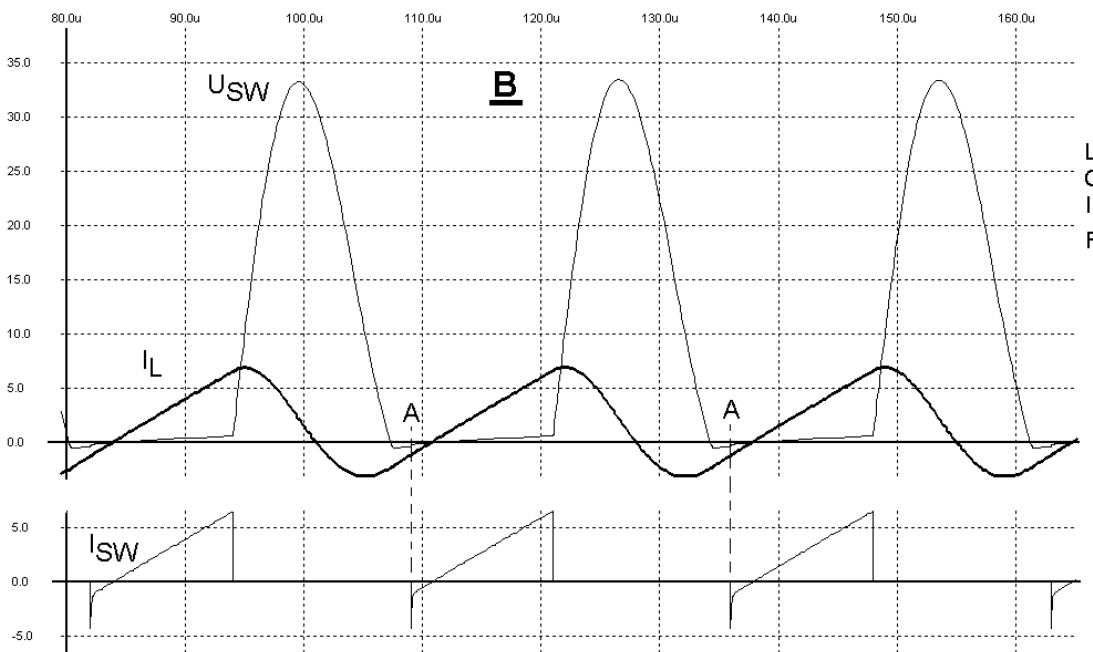
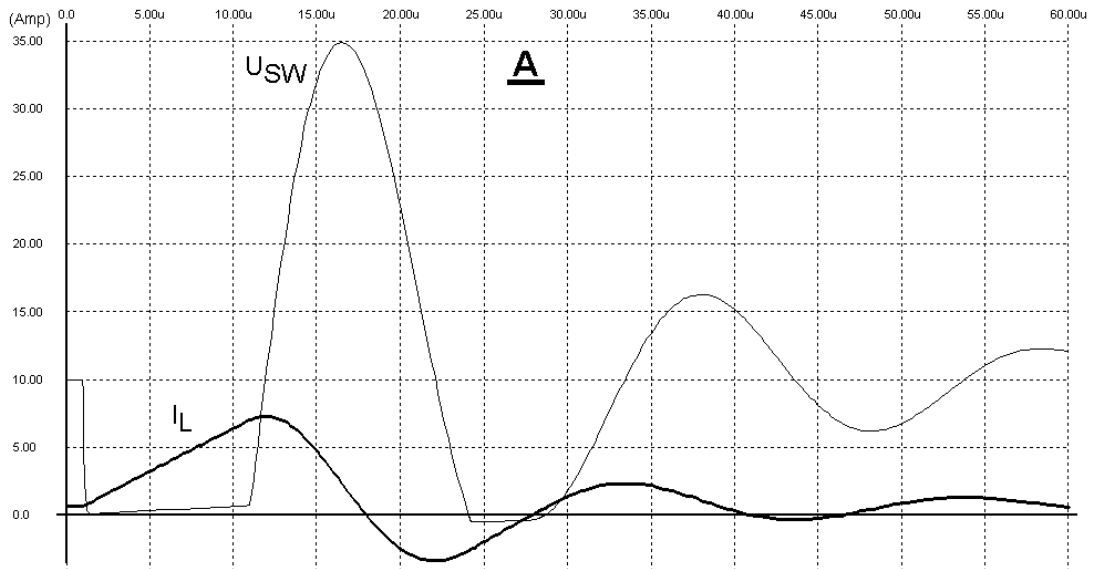
Figuur 1. Schakelverliezen en basisprincipe van klasse E bedrijf.

Waveforms of switched resonant circuit, part 1.



Figuur 2. Golfvormen bij een geschakeld LC circuit, deel 1.

Waveforms of switched resonant circuit, part 2.



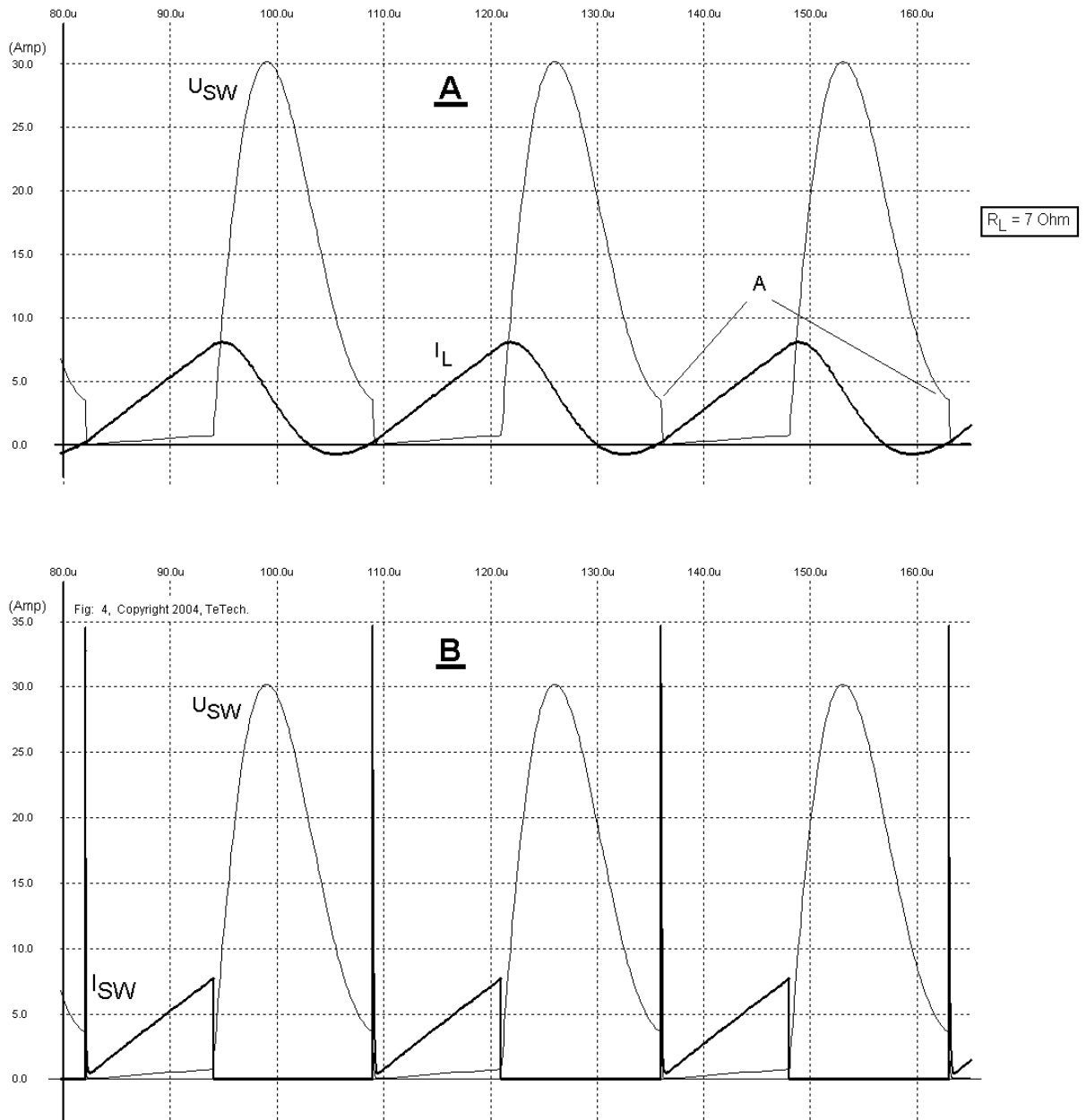
$L = 15 \mu\text{H}$,
 $C = 660 \text{ nF}$,
 $I_{L\text{off}} = 7 \text{ A}$,
 $R_L = 15 \text{ Ohm}$

6

Fig: 3, Copyright 2004, TeTech.

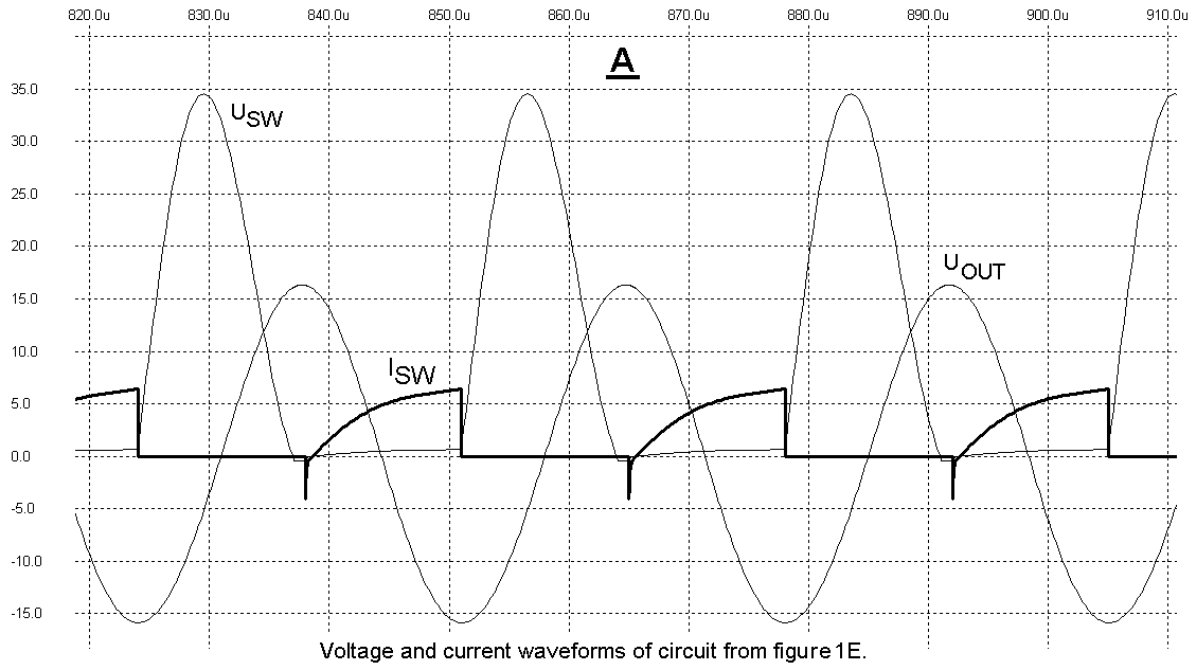
Figuur 3. Golfvormen bij een geschakeld LC circuit, deel 2.

Waveforms of switched resonant circuit, part 3.

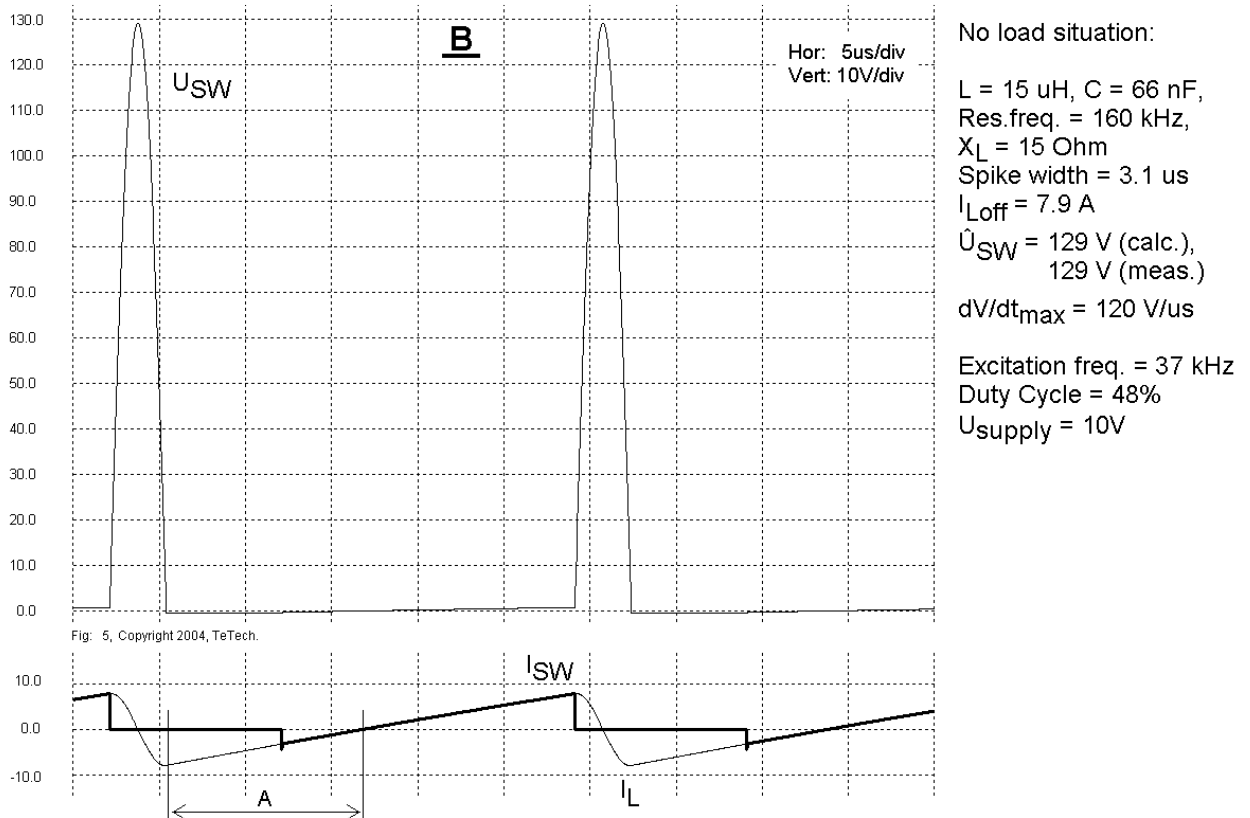


Figuur 4. Golfvormen bij een geschakeld LC circuit, deel 3.

Waveforms of switched resonant circuit, part 4.

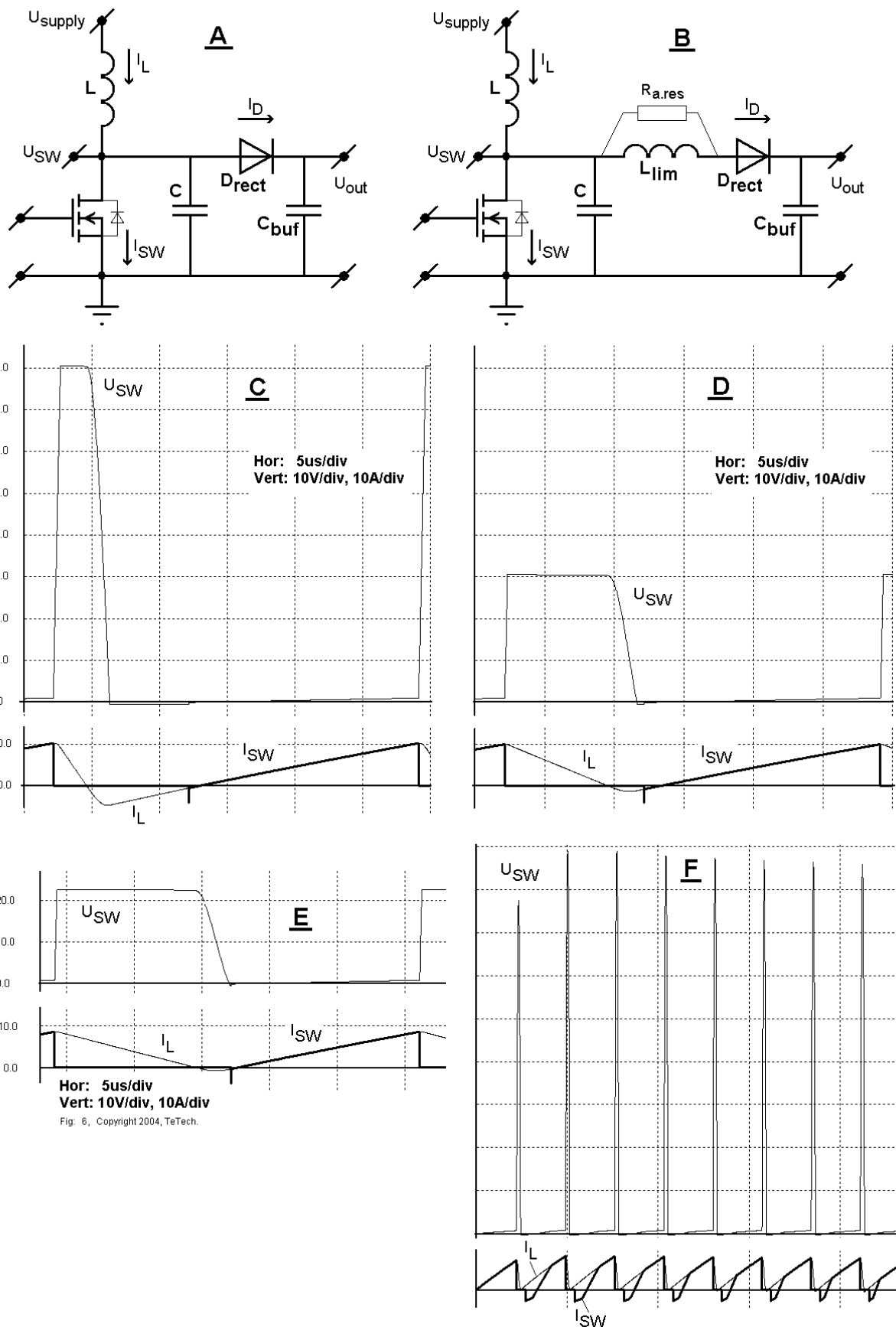


"Spike" generation.



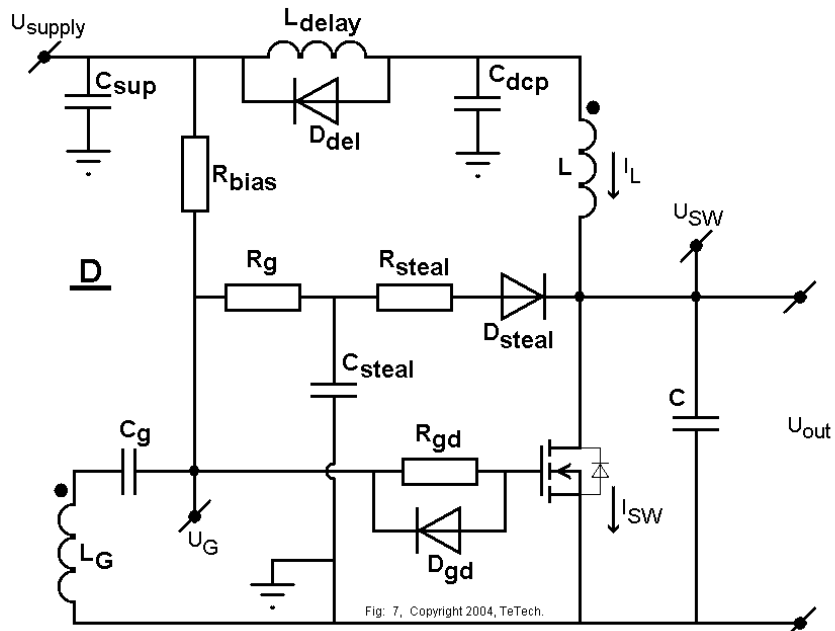
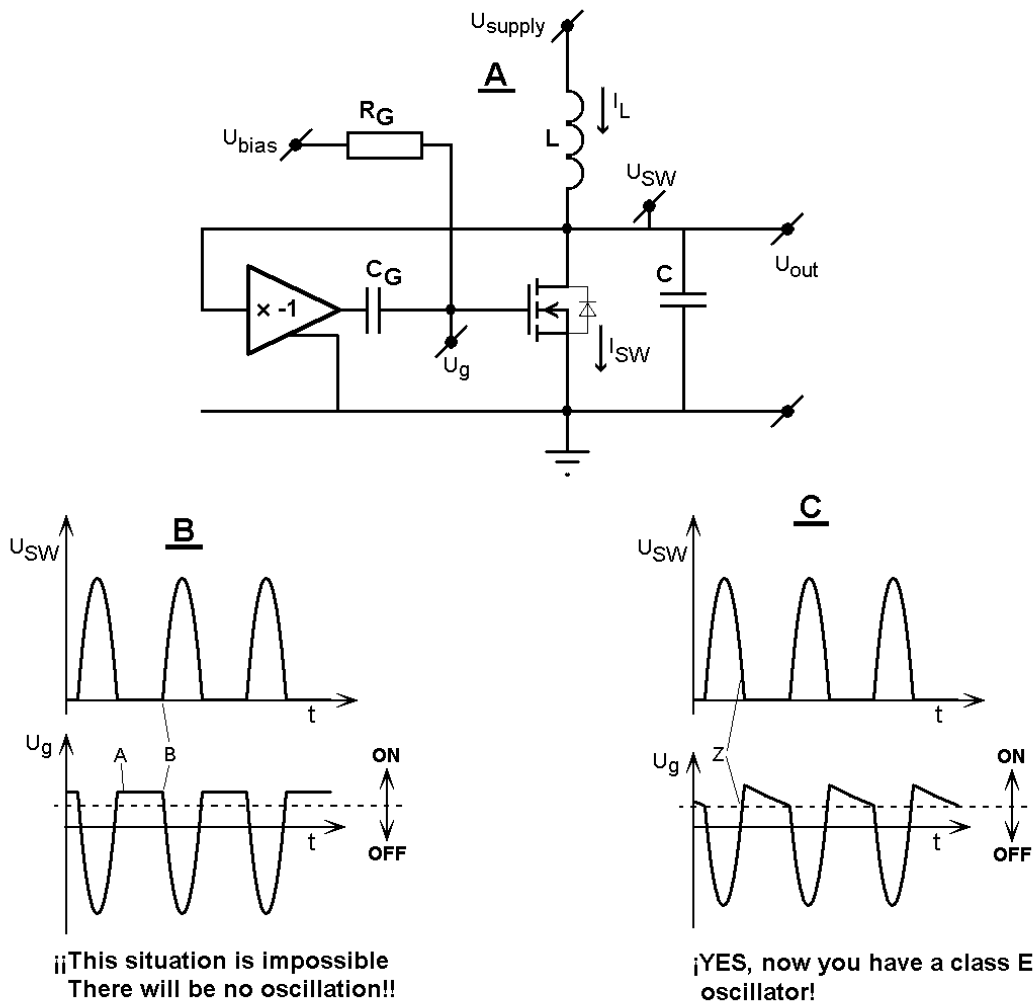
Figuur 5. Golfvormen bij een geschakeld LC circuit, deel 4.

High voltage circuits without transformer.



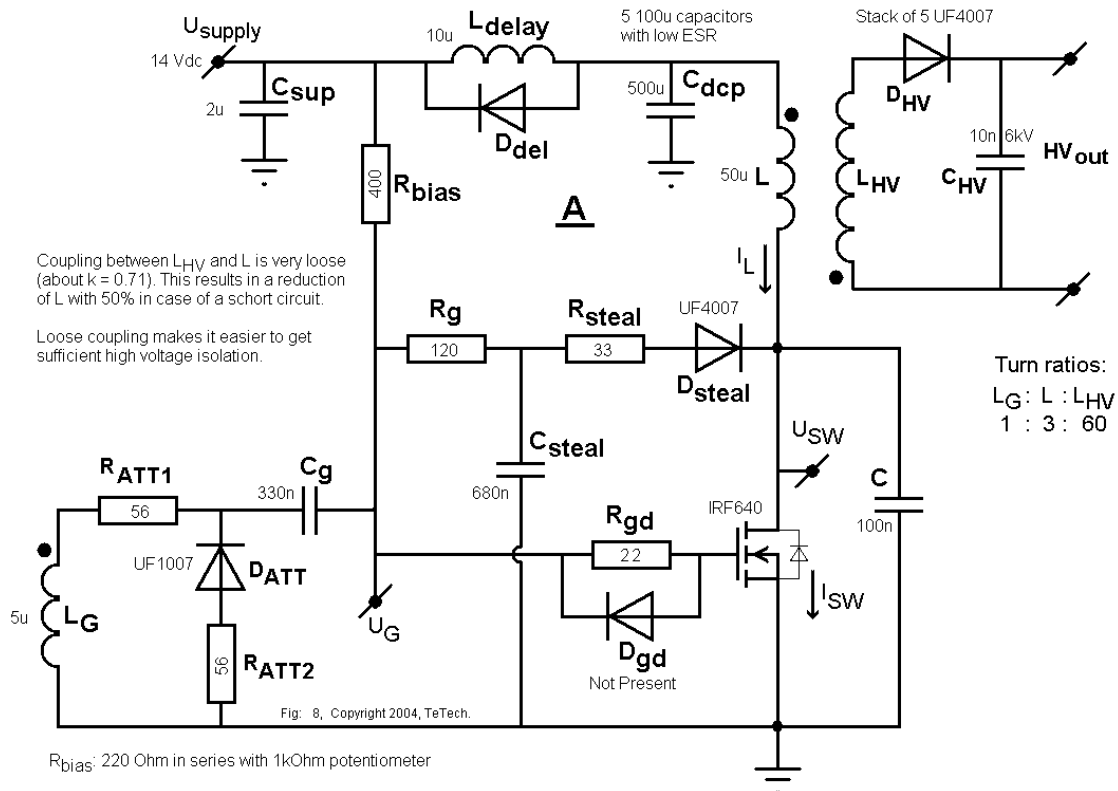
Figuur 6, Converter voor hoge spanning zonder transformator.

Basic operation of a simple class E single MOSFET oscillator



Figuur 7, Basisprincipe klasse E oscillator met één MOSFET.

Example class E oscillator, > 30W, ≈ 20 kHz, $\hat{U}_{SW} \approx 140$ V



Figuur 8, Voorbeeld van een klasse E oscillator met negatieve periode verzwakker en transformatoruitkoppeling.

--EINDE DOCUMENT--