

MEER LICHT OP DE «CATHAMPLIFIER»

door Jhr. P. H. J. RöELL

Interessante uitkomsten van experimenten in MK lab

NA het lezen van de lofzangen in buitenlandse radiobladen op de door de Australiër C. A. Perry ontwikkelde faze-omkeerschakeling — door hem als „Cathamplifier” opgediend — sprak het haast vanzelf, dat wij in het MK lab. dit nieuwe systeem eens flink aan de tand wilden voelen. Aansluitend op de beknopte mededelingen over deze schakeling in RB no. 12 van de voorgaande jaargang, volgt hieronder een verslag van onze bevindingen.

Om te beginnen moet reeds dadelijk opgemerkt worden, dat de eerste ervaringen zo gunstig uitvielen, dat wij besloten het eerste modelontwerp van onze nieuwe serie versterkers als „Cathamplifier” uit te voeren. De beschrijving hiervan vindt U dan ook in ditzelfde nummer.

Rol van de faze-omkeertrafo

Het kenmerk van een balansversterker is volkomen symmetrie der schakeling t.o.v. „aarde”, waarbij de wisselspanningen in iedere helft op elk moment gelijke grootte doch tegengestelde faze bezitten.

Aan de balanstrap moet dus altijd een inrichting voorafgaan, die het oorspronkelijk *asymmetrische* signaal van microfoon of voorversterker omzet in 'n *symmetrisch* signaal voor sturing van de in balans geschakelde buizen. Vanouds kennen wij hiervoor de zg. balansingangstrafo, waarvan de secundaire symmetrisch — d.i. in twee precies gelijke helften — is uitgevoerd, terwijl het asymmetrisch signaal op de primaire wordt aangesloten. „Op papier” lijkt dit de eenvoudigste oplossing, maar het kost de transformator-constructeur heel wat hoofdbrekens om zuivere symmetrie over een uitgestrekt frequentiegebied te handhaven.

Hiernaast bestaan een aantal schakelingen met een of meerdere buizen, waarmee men het doel bereikt door *faze-omkering*, d.w.z. aan de ene buis van de balanstrap wordt het asymmetrische signaal direct toegevoerd, de tweede buis krijgt zijn stuurspanning vanuit een zeker punt in de voorafgaande schakeling in tegengestelde faze.

Hoofdbezwaar van alle faze-omkeerschakelingen is de omstandigheid, dat minstens één der daarin voorkomende buizen geen versterking oplevert. Bovendien laat ook hier de symmetrie in vele gevallen te wensen, zodra een groot frequentiegebied bestreken moet worden.

In principe kan men ook faze-omkering in de balans-eindtrap zelf toepassen, echter stuurden de tot nog toe toegepaste methoden de symmetrische opbouw van de schakeling te zeer in de war. Bij de „Cathamplifier” (verder aangeduid met C.A.) is dit anders. Weliswaar blijkt uit fig. 1, dat de roosterkring niet symmetrisch is opgebouwd — V_2 krijgt zijn stuurspanning rechtstreeks van de voorversterker, terwijl het rooster van V_1 op de secundaire wikkeling van de faze-omkeertrafo is aangesloten, maar dit hoeft nog geen bezwaar te zijn voor het verkrijgen van gelijk-

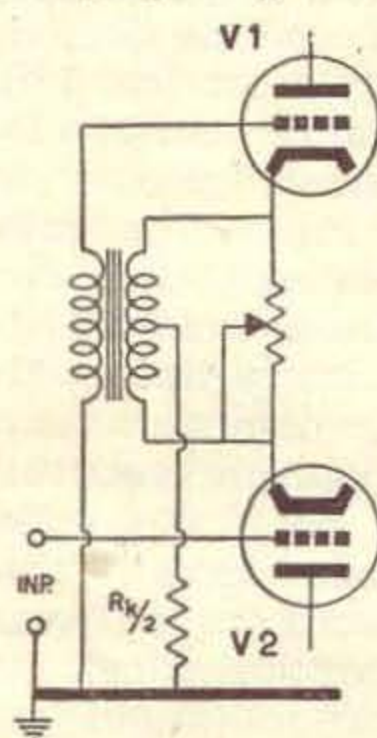


Fig. 1

ke in tegenfaze verkerende wisselspanningen op de roosters. De niet getekende anodekringen en de tussen de kathoden geschakelde trafowikkeling kunnen volkomen symmetrisch zijn. De schakeling is niet „zelf-balancerend”, want de beide buizen leveren elk de helft van de primaire wisselstroom van de faze-omkeertrafo. In hoeverre de aan V_1 geleverde roosterwisselspanning gelijk is aan die, welke aan V_2 wordt toegevoerd, hangt niet alleen af van de transformatieverhouding, maar tevens van de steilheid van beide buizen. Daarom is het noodzakelijk om de juiste balans in te stellen d.m.v. een weerstand-parallel aan de primaire van de faze-omkeertrafo. Kiest men de trafoverhouding iets groter dan absoluut nodig is, dan kan men de secundaire spanning instellen door de primaire wisselstroom te regelen met de parallelweerstand. (De kathode-wisselstroom verdeelt zich nl. over primaire en de weerstand). Wij

verkregen de beste resultaten met een gemeenschappelijke kathodeweerstand, verbonden aan het midden van de primaire. Ontkoppeling hiervan is overbodig en zelfs ongewenst: werkt de schakeling zuiver in balans, dan voert het midden van de primaire geen wisselspanning t.o.v. „aarde”, terwijl bij afwijking van de ideale toestand de over de kathodeweerstand optredende (tegen)-koppeling stabiliserend werkt.

Doordat de steilheid van de buizen invloed heeft op de grootte van de secundaire spanning van de omkeertrafo, zullen de roosterspanningen nooit volkomen gelijk zijn bij verschillend signaalniveau, de afwijkingen zijn echter niet zeer groot en indien men de parallelweerstand instelt bij maximale uitsturing, dan merkt men er in de praktijk niets van, als bij lagere signaalspanning de ene buis wat „harder werkt” dan de andere. Hierbij zij tevens opgemerkt, dat men met voordeel de door de trafo gestuurde buis iets meer (ca. 5%) sturing kan geven dan de eerste. De reden is nl. dat bij sturing tot over de roosterstroomgrens de lage impedantie en geringe gelijkstroomweerstand van de secundaire van de faze-omkeertrafo oorzaak is, dat er slechts weinig vervorming optreedt tengevolge van roosterstroom. De direct door de voorversterker gestuurde buis heeft daarentegen een hoge roosterweerstand, waardoor dus ernstige vervorming optreedt zodra er enige roosterstroom vloeit.

Men kan het beste de gelijkheid van sturing controleren door een telefoon (of gevoelige wisselspanningsmeter) parallel aan de kathodeweerstand te schakelen; de parallelweerstand wordt dan ingesteld op minimum geluid resp. uitslag. Denk er aan de kathodeweerstand niet voor gelijkstroom kort te sluiten, gebruik dus hoogohmige instrumenten of schakel een condensator van 0,1 à 0,5 μF er mee in serie. De restspanning over de kathodeweerstand mag niet meer dan enkele tienden Volts bedragen bij volle uitsturing van de versterker.

Grotere economie

De voordelen van de C.A. zijn nu, dat men de niet versterkende faze-omkeerbuis uitspaart, terwijl de aan de balansstrap voorafgaande trap een penthodespanningsversterker kan zijn, welke een veel groter versterking geeft dan 'n triode. Aan de normale balansingangs-trafo kan men slechts een triode vooraf laten gaan, omdat een penthode wegens zijn hoge inwendige weerstand hier onbruikbaar is i.v.m. het verkrijgen van

een vlakke frequentiekarakteristiek. Bovendien ondervindt men moeilijkheden bij toepassing van tegenkoppeling over meerdere trappen, indien een balansingangstrafo aanwezig is, aangezien deze een aanzienlijke faze-verschuiving veroorzaakt, die moeilijk is te omzeilen.

Alles bijeengenomen maakt de C.A. 't mogelijk om met een minimum aantal buizen een goede balansversterker te verwezenlijken, waarin een ruime mate van tegenkoppeling over meerdere trappen kan worden toegepast.

Als nadeel kan aangevoerd worden, dat niet onder alle omstandigheden de sturing volkomen symmetrisch is. Men bedenke echter, dat dit ook bij de andere methoden lang niet altijd koek en ei is. Een tweede bezwaar (kwantitatief dan, kwalitatief zeker niet) is het feit dat de C.A. alleen klasse-A instelling van de buizen toelaat — een punt, dat door Perry niet werd aangeroerd. (Er moet immers wel ernstige vervorming optreden zodra bij een AB-instelling de eerste buis (V_2) voorbij het afknijppunt wordt gestuurd; zijn kathodestroom is dan nul en de tweede buis wordt dus niet verder „open” gestuurd. In de andere faze echter kan V_2 wél geheel worden uitgestuurd). Overigens is het geen ernstig nadeel, want met moderne buizen als het type EL41, kan men in klasse-A instelling wel dezelfde output bereiken als in de meer gebruikelijke AB-instelling.

Speciale trafo vereist

Tenslotte nog enkele opmerkingen over de faze-omkeertrafo. Volgens Perry worden hieraan geen hoge eisen gesteld, bijna elke trafo met een verhouding 1:1,3 of meer zou bruikbaar zijn. Dit moet men echter beslist met een hele klont zout nemen! Inderdaad, toen wij de schakeling voor het eerst opzetten met de eerste-de-beste trafo, „werkte” de zaak heel aardig. Maar toen wij eens gingen meten, rezen ons de haren ten berge. De roosterspanningen waren weliswaar aan elkaar gelijk, maar de faze tussen die twee was alles behalve 180° . Onder de 100 Hz en boven de 3000 Hz benaderde deze angstwekkend een waarde van bijna 90° ! Met andere trafo's werd verbetering op dit punt bereikt, maar dan variëerde de verhouding der roosterspanningen weer met de frequentie. Tenslotte maakte Amroh voor ons een proefmodel, dat werkelijk aan behoorlijke eisen voldeed en waarbij binnen het gebied van 30—20.000 Hz

[Zie verder pag. 163]

EXPERIMENTEN MET DE „CATHAMPLIFIER”

(*Vervolg van blz. 141*)

geen ongewenste faze-draaiing meer optrad.

Ook wat de trafoverhouding betreft blijkt dat deze maar niet willekeurig te kiezen is: neemt men hem te klein, dan verkrijgt men weliswaar goede resultaten, maar de tegenkoppeling — die voor elke buis optreedt, wegens de primaire impedantie in serie met de kathodes — wordt dan zo sterk, dat een overmatig grote stuurspanning (soms wel 20 Volt voor EL41's!) vereist is. Bij grote trafoverhouding moet een kleine parallelweerstand worden toegepast, er is dan weinig tegenkoppeling en dus kan men volstaan met normale waarde voor de stuurspanning, maar dan is de vervorming merkbaar groter — die tegenkoppeling via de faze-omkeertrafo is blijkbaar nodig om de invloed der vervormde schermroosterwisselstromen tegen te gaan.

Een gunstig compromis werd verkregen, indien de trafoverhouding zodanig is gekozen, dat de voor de eerste buis vereiste stuurspanning twee keer zo groot is als vereist in de normale klasse-A instelling. Waaruit maar weer blijkt, dat alleen met een speciaal voor het doel ontworpen trafo goede resultaten worden verkregen.

More light on the "Cathamplifier"
by Jhr. P. H. J. Roell

Interesting results of experiments in the MK lab

After reading the praises in foreign radio magazines on the Australian C. A. Parry developed phase-inverter - titled by him as the "Cathamplifier" - it was obvious for us to want to test this new system very hard in the MK lab. This is because we announced in RB No.12 that it was coming.

It must be noted that the first experiences were so beneficial that we decided to go on with it. The first model of our new series of amplifiers uses the "Cathamplifier" design. You can find a description in this edition.

Role of the phase inverter transformer

The hallmark of a balanced amplifier is perfect symmetry of the circuit relative to "earth", wherein the alternating currents in each half at any time possess equal magnitude but opposite phase.

A balanced amplifier is preceded by a device which converts an asymmetric signal from microphone or preamp into a symmetrical signal for controlling the tubes in the balanced section. Historically, we know this as the so-called balanced input transformer, which generates a symmetrical secondary - ie into two exactly equal halves - when an asymmetrical signal is connected to the primary. "On paper" this seems to be the simplest solution, but it causes the transformer manufacturer a lot of headaches to maintain pure symmetry over a wide frequency range.

In addition, there are a number of circuits with one or more tubes, which achieve the goal of phase inversion, ie. the asymmetric signal is applied directly to one tube of the balance stage, and the second tube gets its control voltage of the opposite phase from a certain point in the previous circuit.

The main objection of all phase-inverter circuits is the fact that at least one of the tubes contained therein contributes no gain. Moreover, the desired symmetry is bad in many cases when a large frequency range needs to be covered.

In principle, one can also use phase inversion in the balanced output stage itself, however the symmetrical circuit construction is confusing for the methods used today. For the "Cathamplifier" (hereinafter referred to as CA), this is different. Although it appears from Fig 1, that the grid circuit is not symmetrical - V2 gets its control voltage directly from the preamp, while the grid of V1 on the secondary winding of the transformer gets an inverted phase signal so that AC voltages on the grids are equal and of opposite phase. The non-drawn anode circuits and transformer winding circuitry between the cathodes is perfectly symmetrical. The circuit is not "self-balancing" because the two tubes each provide half of the primary alternating current for the phase inverter transformer. The extent to which the grid voltage supplied to V1 is the same as that which is applied to

V2 depends not only on the ratio of the transformation, but also on the transconductance of the two tubes. Therefore, it is necessary to set the correct balance by a resistor in parallel with the primary of the phase-inverter transformer. One chooses the transformer ratio slightly larger than absolutely necessary, so the secondary voltage can be controlled by setting the primary AC parallel resistance. (The cathode AC current divides between the primary and the parallel resistance).

We obtained the best results with a common cathode resistor, connected to the center of the primary. Decoupling of this is unnecessary and even undesirable: when the circuit works purely in balance, then the middle of the primary has no AC voltage vs. "earth", while the cathode resistance occurring (at) the coupling has a stabilizing effect on any deviation from the ideal state.

Because the transconductance of the tubes has an effect on the magnitude of the secondary voltage of the inverter transformer, the grid voltage will never be a completely identical signal level, however, the deviations are not very big and if you set the parallel resistance at maximum output, then one sees nothing in it in practice, as at lower signal voltage one tube "works harder" than the other one. It should also be noted, that driving the transformer driven tube a little more (about 5%) than the first tube can be an advantage. The reason is namely that only little distortion occurs as a result of grid current due to the low DC resistance of the secondary of the phase-inverter transformer. In contrast, the tube controlled directly by the preamp tube has a high feed resistance, thus severe distortion occurs when some grid current flows.

It is best to check the equality of the generated signals by earphone (or alternating current-sensitive meter) connected in parallel with the cathode resistance: and the parallel resistor is then adjusted to achieve the minimum sound or voltage. Do not short-circuit the DC on the cathode resistor, so use high-impedance instruments or connect a capacitor of 0.1 to 0.5 μF in series with it. The residual voltage across the cathode resistor should not exceed a few tenths of Volts at full output of the amplifier.

Increased economy

The advantages of the C.A. are that one saves the non-amplifying phase-inverter tube, while the voltage amplifier may be a pentode, which gives a much larger gain than a triode. The normal input balancing transformer can only use a triode to drive it, as the high internal resistance of a pentode is useless here when trying to obtain a flat frequency characteristic. In addition, it is difficult to apply negative feedback over a plurality of stages when a balanced input transformer is used, as this causes a considerable phase shift which is difficult to circumvent.

All together the C.A. makes it possible to use a minimum number of tubes to achieve a good balanced amplifier where a large degree of feedback may be applied over several stages.

It can be argued that a disadvantage is that the control is not perfectly symmetrical under all circumstances. However, it should be remembered that this is also the case with other designs. A second objection (especially quantitatively, but not so qualitatively) is the fact that the CA permits only class A operation of the tubes - a point that was not discussed by Parry. (Indeed, serious distortion occurs as soon as the first tube (V2) moves in to class AB operation where its cathode current is zero, and the second tube can be driven no further "open". In the other phase, however, the output of V2 can be driven completely open). Incidentally, it is not a serious drawback, because with modern tubes like EL41, one can well achieve the same output in class A setting as in the more usual AB operation.

Special transformer required.

Finally, a few comments on the phase-inverter transformer. According to Parry, it is a simple design with no problems, almost every transformer with a ratio 1: 1.3 or more would be useful. This must, however, be taken with a "lump of salt"! Indeed, when we set up the circuit for the first time, it worked very nicely with the first transformer. But when we started to take measurements, our hair raised. The balance signals were indeed equal to each other, but the phase between the two was anything but 180 degrees. Below 100 Hz and above 3000 Hz the phase approached the fearful value of almost 90 degrees! With other transformers, improvement was achieved at this point, but then the ratio of the grid voltages changed with the frequency. Amroh finally made us a sample that truly met proper requirements and occurred with no undesired phase rotation in the range from 30-20000 Hz.

Also the transformer ratio turns out that it can not be randomly chosen: we chose too small a value, and although it obtained good results, the negative feedback - that occurs for each tube, because of the primary impedance in series with the cathodes - becomes so strong that an excessively large control voltage (sometimes up to 20 volts for EL41's!) is required. With a large transformer ratio, a small parallel resistor must be used, there is then a small negative feedback, so with a sufficiently normal value of control voltage, the distortion is noticeably bigger - and negative feedback is apparently needed around the phase-inverter transformer to stop the distortion impact of the screen grid alternating currents.

An advantageous compromise is obtained if the transformer ratio is chosen such that the requirement for the first tube voltage control is twice as large as required in the normal class-A setting. Which only proves again that good results are obtained with a purpose-designed transformer.